П. Хоровиц, У. Хилл

ИСКУССТВО СХЕМОТЕХНИКИ

1

THE ART OF ELECTRONICS

Paul Horowitz Harvard University
Winfield Hill Sea Data Corporation, Newton, Massachusetts

CAMBRIDGE UNIVERSITY PRESS
Cambridge
London New York
New Rochelle Melbourne Sydney,
1980

Laboratory Manual
for
The Art of Electronics

Paul Horowitz
Ian Robinson

Harvard University

CAMBRIDGE UNIVERSITY PRESS
Cambridge
London New York
New Rochelle Melbourne Sydney,
1981

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

П. Хоровиц, У. Хилл

ИСКУССТВО СХЕМОТЕХНИКИ

В двух томах
с дополнением

1

Издание 3-е, стереотипное

Перевод с английского

под редакцией
канд. техн. наук М. В. ГАЛЬПЕРИНА

МОСКВА «МИР» 1986

На русском языке издается в двух томах. Том I содержит сведения об элементах схем, проектировании базовых линейных и цифровых схем, применении линейных и цифровых ИМС, о прецизионных и малошумящих схемах.

Для специалистов в области электроники, автоматики, вычислительной техники, а также студентов соответствующих специальностей вузов.

ББК 32.85
6Ф0.3

Х $\frac{2403000000\text{-}335}{041(01)\text{-}86}$ КБ-58-26-1985

Редакция литературы по информатике и электронике

© Cambridge University Press, 1980
© Перевод на русский язык, «Мир», 1983
1984, 1983

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

ПРЕДИСЛОВИЕ РЕДАКТОРА ПЕРЕВОДА

Любая область человеческих знаний, основанная на синтезе, на изобретении, неразрывно связана с понятием искусства. Именно этим определяется появление и большой успех таких книг, как «Искусство программирования» Кнута, «Как решать математическую задачу?» Пойя, «Имитационное моделирование: искусство и наука» Шеннона. Книга Хоровица и Хилла достойно продолжает эту традицию в области электроники. Ее характеризуют очень широкий и вместе с тем отнюдь не поверхностный охват проблемы, умение сосредоточить внимание читателя на важных тонкостях, дать ясное представление о методах и принципах синтеза самых разнообразных элементов и узлов аппаратуры. В книге рассмотрены наиболее современные области электроники: мини- и микро-ЭВМ, ИМС преобразователей информации, линейные ИМС высокого уровня интеграции. Ее достоинство заключается не только в освещении наиболее ценных технических решений, но и в анализе типовых ошибок разработчиков аппаратуры, в пристальном внимании к часто опускаемым важным проблемам влияния конструктивных решений на эффективность схем и к трудностям, возникающим на самых разных этапах разработки.

Энциклопедический характер материала, рассмотрение многих аспектов проектирования, обычно отсутствующих в других изданиях, доступность и ясность изложения делают книгу «Искусство схемотехники» ценным пособием для разработчиков, потребителей аппаратуры, эксплуатационников, учащихся и преподавателей.

При чтении книги неизбежно возникают вопросы о практическом применении приводимых в ней схемных решений и, следовательно, о замене используемых в них комплектующих изделий на отечественные. Рекомендуем читателю обратиться к соответствующей справочной литературе [1—4] (см. прилагаемый ниже перечень изданий на русском языке), причем решение указанной задачи само по себе может явиться очень полезным упражнением по проектированию электронных схем. Для более подробного изучения вопросов, затронутых в книге, можно рекомендовать следующую литературу: гл. 2 и 6 — [5], гл. 3 и 7—[6—8], гл. 4—[9] и другие многочисленные пособия, гл. 5—[6], гл. 8—[11], гл. 9—[10], гл. 10, 11—[12], гл. 13—[6], гл. 14—[9].

Перевод книги выполнили: И. И. Короткевич (гл. 12, 13, разд. 14.01—14.05), М. Б. Левин (гл. 4—7 и курс лабораторных работ),

В. Г. Микуцкий (гл. 8—10), Л. М. Наймарк (гл. 11 и курс лабораторных работ), О. А. Соболева (гл. 1—3, разд. 14.06—14.19 и приложения).

М. Гальперин

ДОПОЛНИТЕЛЬНАЯ ЛИТЕРАТУРА

1. Нефедов А. В., Гордеева В. И. Отечественные полупроводниковые приборы и их зарубежные аналоги.— М.: Энергия, 1978.— 208 с.
2. Справочник по интегральным микросхемам / Под ред. Б. В. Тарабрина.— 2-е изд.— М.: Энергия, 1980.— 816 с. (В 1983 г. в изд-ве «Радио и связь» выходит 3-е издание).
3. Транзисторы для аппаратуры широкого применения: Справочник / Под ред. Б. Л. Перельмана.— М.: Радио и связь, 1981.— 656 с.
4. Аналоговые и цифровые интегральные схемы / Под ред. С. В. Якубовского.— М.: Сов. радио, 1979.— 336 с.
5. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем.— 3-е изд. (1973) и последующие.— М.: Энергия.— 608 с.
6. Современные линейные интегральные микросхемы и их применение.— М.: Энергия, 1980.— 272 с.
7. Рутковски Дж. Интегральные операционные усилители.— М.: Мир, 1978, —328 с.
8. Отт Г. Методы подавления шумов и помех в электронных системах.— М.: Мир, 1979.— 318 с.
9. Гарет П. Аналоговые устройства для микропроцессоров и мини-ЭВМ.— М.: Мир, 1981.— 272 с.
10. Бахтиаров Г. Д., Малинин В. В., Школин В. П. Аналого-цифровые преобразователи.— М.: Советское радио, 1980.— 280 с.
11. Мейзда Ф. Интегральные схемы. Технология и применение.— М.: Мир, 1981.— 280 с.
12. Соучек Б. Микропроцессоры и микро-ЭВМ.— М.: Сов. радио, 1980.— 520 с.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

ПРЕДИСЛОВИЕ

Эта книга представляет собой учебник по разработке электронных схем и одновременно справочное пособие для инженеров; уровень изложения в ней постепенно повышается от простейшего, рассчитанного на новичков, к сложному, требующему глубоких знаний в электронике. Мы строго подошли к выбору круга рассматриваемых проблем и постарались просто и доходчиво изложить основные вопросы, с которыми сталкивается разработчик, стараясь совместить прагматический подход физика-практика и точку зрения инженера, стремящегося к точности и обоснованности в разработке электронной схемы.

Основой для этой книги послужили конспекты курса электроники, которые читаются в Гарварде в течение одного семестра. Аудитория у этого курса довольно неоднородна — это специалисты, закончившие университет и повышающие квалификацию в соответствии со спецификой своей работы в промышленности, студенты-выпускники, стремящиеся к научной работе, и соискатели ученой степени, которые неожиданно обнаружили свою неосведомленность в электронике.

Как показала практика, существующие учебники не подходят для такого курса. Очень хорошие книги написаны по отдельным разделам электроники, но все они предназначены для четырехгодичных курсов обучения или для инженеров, имеющих опыт практической работы; те учебники, в которых сделана попытка рассмотреть предмет электроники в целом, либо перегружены подробностями (и склоняются по стилю к уровню пособий), либо излагают материал очень поверхностно (и больше напоминают советы домохозяйке, чем рекомендации инженерам), либо собраны из неравномерно проработанных частей. Большая часть материала, излагаемого в учебниках по основам электроники, на практике никогда не применяется и чаще всего для того, чтобы найти какую-нибудь нужную схему или посмотреть, как проводить анализ ее работы, инженеру приходится отыскивать фирменные руководства по применению схем, просматривать технические журналы, доставать дефицитные справочники. Короче говоря, авторы

учебников, как правило, излагают теорию и никак не учат искусству схемотехники или проектирования электронных схем.

Мы поставили перед собой задачу написать такую книгу по электронике, которая была бы полезна и инженеру-разработчику, и физику-практику, и преподавателю электроники. Мы придерживаемся мнения, и это находит свое отражение в книге, что электроника — это искусство, которое основано на нескольких основных законах и включает в себя большое количество практических правил и приемов. По этой причине мы сочли возможным полностью опустить проблемы физики твердого тела, модель транзистора с использованием h-параметров, сложную для понимания теорию цепей и свели к минимуму рассмотрение нагрузочных характеристик и использование комплексной s-плоскости. Математических выкладок вы встретите очень мало, зато приводятся разнообразные примеры схем и всячески пропагандируется быстрая прикидочная оценка параметров и характеристик (которую желательно уметь производить «в уме»).

Помимо тех проблем, которые обычно рассматривают в учебниках по электронике, наша книга включает следующие вопросы: рассмотрение удобной для использования модели транзистора; построение таких практически полезных схем, как источники тока и токовые зеркала; разработки на базе операционного усилителя с одним источником питания; ряд практических вопросов, по которым часто трудно найти информацию (методы частотной коррекции операционных усилителей, схемы с низким уровнем шумов, схемы ФАПЧ и прецизионные линейные цепи); упрощенный метод разработки активных фильтров с использованием таблиц и графиков; проблемы шумов, экранирования и заземления; оригинальный графический метод анализа усилителя с низким уровнем шумов; источники эталонного напряжения и стабилизаторы напряжения, включая источники питания постоянного тока; мультивибраторы и их разновидности; недостатки цифровых логических схем и пути их устранения; сопряжение с логическими схемами, включая новые типы больших интегральных схем на nМОП- и pМОП-структурах; методы аналого-цифрового и цифро-аналогового преобразования; генерация шумов в цифровых схемах; микропроцессоры и практические примеры их использования; конструирование, печатный монтаж, печатные платы, примеры готовых конструкций; упрощенные способы оценки быстродействия переключательных схем; измерение и обработка данных; описывается, что́ можно измерить и с какой точностью, как обработать данные; методы

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

сужения полосы пропускания (усреднение сигналов, уплотнение каналов, использование усилителей с защелкой и весовых импульсов); представлена обширная коллекция негодных схем и удачных схем.

Некоторые полезные вопросы вынесены в приложения, из которых вы можете узнать, как чертить принципиальные схемы, какие существуют типы интегральных схем, как проектировать LC-фильтры. В них приведены сопротивления некоторых типов резисторов, рассмотрены осциллографы, сюда же включены некоторые полезные математические выкладки. В книге приведены таблицы с характеристиками распространенных типов диодов, транзисторов, полевых транзисторов, операционных усилителей, компараторов, стабилизаторов, источников эталонных напряжений, микропроцессоров и других устройств.

Мы стремились к конкретности в изложении всех вопросов и поэтому очень часто при рассмотрении той или иной схемы сравнивали между собой характеристики элементов, которые можно использовать в схеме, обсуждали достоинства других вариантов построения схем. В приводимых примерах схем использованы настоящие элементы, а не «черные ящики». Главная задача состояла в том, чтобы с помощью нашей книги читатель понял, как разрабатывается электронная схема, как выбирается ее конфигурация, типы элементов и их параметры. Отказ от математических выкладок вовсе не означает, что мы хотим научить читателя строить схемы «на глазок», не очень-то заботясь об их характеристиках и надежности. Наоборот, излагаемый подход к разработке электронных схем максимально приближен к реальной жизни, он показывает, как принимаются решения при создании схем в инженерной практике.

Эту книгу можно использовать в качестве учебника для годичного курса по проектированию электронных схем, читаемого в колледжах. Требования к предварительному изучению математики невелики, однако читатель должен иметь представление о тригонометрических и экспоненциальных функциях и дифференциальном исчислении. (В приложение вынесен небольшой обзор по теории функций комплексного переменного и ее основным для электроники результатам.) Если опустить некоторые разделы, то книгу можно использовать для курса, рассчитанного на один семестр (как в Гарварде). Те разделы, которые можно опустить при изучении материала, даны мелким шрифтом, это должно облегчить чтение книги ускоренным методом. Кроме того,

если книга должна быть изучена в течение одного семестра, можно пропустить первую половину гл. 4, а также гл. 7, 12—14; это отмечено во вводных параграфах к перечисленным главам.

Нам бы хотелось поблагодарить наших коллег за ценные замечания и помощь, которую они оказали при подготовке рукописи, особенно М. Аронсона, Г. Берга, Д. Крауза, К. Девиса, Д. Грайсинджера, Дж. Хагена, Т. Хейеса, П. Хоровица, Б. Клайна, К. Папалиолиса, Дж. Сейджа и Б. Ваттерлинга. Мы выражаем признательность Э. Хайэберу, Дж. Мобли, Р. Джонсон и К. Вернеру из отдела прессы Кембриджского университета за работу, которую они выполнили с большим вкусом, на высоком профессиональном уровне.

Пауль Хоровиц
Уинфилд Хилл

Май 1980 г.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Глава 1

ОСНОВЫ ЭЛЕКТРОНИКИ

ВВЕДЕНИЕ

Электроника имеет короткую, но богатую событиями историю. Первый ее период связан с простейшими передатчиками ключевого действия и способными воспринимать их сигналы приемниками, которые появились в начале нашего века. Затем наступила эпоха вакуумных ламп, которая ознаменовала собой возможность претворения в жизнь самых смелых идей. Сейчас мы являемся свидетелями нового этапа развития электроники, связанного с появлением элементов на твердом теле и характеризующегося неиссякаемым потоком новых ошеломляющих достижений. Технология изготовления больших интегральных схем (БИС) дает возможность производить такие кристаллы кремния, на основе которых создают калькуляторы, вычислительные машины и даже «говорящие машины» со словарным запасом в несколько сотен слов. Развитие технологии сверхбольших интегральных схем открывает возможность создания еще более замечательных устройств.

Наверное, стоит сказать и о том, что в истории развития электроники наблюдается тенденция уменьшения стоимости устройств при увеличении объема их производства. Стоимость электронной микросхемы, например, постоянно уменьшается по отношению к единице ее первоначальной стоимости по мере совершенствования процесса производства (см. рис. 11.18). На самом деле зачастую панель управления и корпус прибора стоят дороже, чем его электронная часть.

Если вас заинтересовали успехи электроники и если у вас есть желание самостоятельно конструировать всевозможные хитроумные вещи, которые были бы надежны, недороги, просты и красивы, то эта книга — для вас. В ней мы попытались раскрыть предмет электроники, показать, как он интересен и в чем состоят его секреты.

Первую главу мы посвящаем изучению законов, практических правил и хитростей, составляющих в нашем понимании основу искусства электроники. Начинать всегда следует с самого начала, поэтому мы выясним, что такое напряжение, ток, мощность и из каких компонентов состоит электронная схема. На первых порах, пока вы не научитесь видеть, слышать, осязать и ощущать электричество, вам придется столкнуться с определенными абстрактными понятиями (их особенно много в гл. 1), а также увязать свои представления о них с показаниями таких визуальных приборов, как осциллографы и вольтметры. Первая глава содержит в себе много математики, больше, чем другие главы, несмотря на то что мы старались свести математические выклад-

ки к минимуму и хотели бы способствовать развитию интуитивного понимания построения и работы электронных схем.

Раз уж мы занялись основами электроники, нам следует прежде всего начать с так называемых активных схем (усилителей, генераторов, логических схем и т. п.), благодаря которым электроника и вызывает к себе такой интерес. Читатель, у которого уже есть некоторые знания по электронике, может эту главу пропустить. Она предназначена для тех, кто прежде электроникой никогда не занимался. Итак, приступим к делу.

НАПРЯЖЕНИЕ, ТОК И СОПРОТИВЛЕНИЕ

1.01. Напряжение и ток

Напряжение и ток — это количественные понятия, о которых следует помнить всегда, когда дело касается электронной схемы. Обычно они изменяются во времени, в противном случае работа схемы не представляет интереса.

Напряжение (условное обозначение: U, иногда E). Напряжение между двумя точками — это энергия (или работа), которая затрачивается на перемещение единичного положительного заряда из точки с низким потенциалом в точку с высоким потенциалом (т. е. первая точка имеет более отрицательный потенциал по сравнению со второй). Иначе говоря, это энергия, которая высвобождается, когда единичный заряд «сползает» от высокого потенциала к низкому. Напряжение называют также *разностью потенциалов или электродвижущей силой (э. д. с.)*. Единицей измерения напряжения служит вольт. Обычно напряжение измеряют в вольтах (В), киловольтах (1 кВ=10^3 В), милливольтах (1 мВ=10^{-3} В) или микровольтах (1 мкВ=10^{-6} В) (см. раздел «Приставки для образования кратных и дольных единиц измерения», мелким шрифтом). Для того чтобы переместить заряд величиной 1 кулон между точками, имеющими разность потенциалов величиной 1 вольт, необходимо совершить работу в 1 джоуль. (Кулон служит единицей измерения электрического заряда и равен заряду приблизительно $6 \cdot 10^{18}$ электронов.) Напряжение, измеряемое в нановольтах (1 нВ=10^{-9} В) или в мегавольтах (1 МВ=10^6 В) встречается редко; вы убедитесь в этом, прочитав всю книгу.

Ток (условное обозначение: I). Ток — это скорость перемещения электрического заряда в точке. Единицей измерения тока служит ампер. Обычно ток измеряют в амперах (А), миллиамперах (1 мА=10^{-3} А), микроамперах (1 мкА=10^{-6} А), наноамперах (1 нА=10^{-9} А) и иногда в пикоамперах (1 пкА=10^{-12} А). Ток величиной 1 ампер создается перемещением заряда величиной 1 кулон за время, равное 1 с. Условились считать, что ток в цепи протекает от точки с более положительным потенциалом к точке с более отрицательным потенциалом, хотя электрон перемещается в противоположном направлении.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Запомните: напряжение всегда измеряется *между* двумя точками схемы, ток всегда протекает *через* точку в схеме или через какой-либо элемент схемы.

Говорить «напряжение в резисторе» нельзя — это неграмотно. Однако часто говорят о напряжении в какой-либо точке схемы. При этом всегда подразумевают напряжение между этой точкой и «землей», то есть такой точкой схемы, потенциал которой всем известен. Скоро вы привыкнете к такому способу измерения напряжения.

Напряжение создается путем воздействия на электрические заряды в таких устройствах, как батареи (электрохимические реакции), генераторы (взаимодействие магнитных сил), солнечные батареи (фотогальванический эффект энергии фотонов) и т. п. Ток мы *получаем*, прикладывая напряжение между точками схемы.

Здесь, пожалуй, может возникнуть вопрос: а что же такое напряжение и ток на самом деле, как они выглядят? Для того чтобы ответить на этот вопрос, лучше всего воспользоваться таким электронным прибором, как осциллограф. С его помощью можно наблюдать напряжение (а иногда и ток) как функцию, изменяющуюся во времени. Мы будем прибегать к показаниям осциллографов, а также вольтметров для характеристики сигналов. Для начала советуем посмотреть приложение А, в котором идет речь об осциллографе, и раздел «Универсальные измерительные приборы», мелким шрифтом.

В реальных схемах мы соединяем элементы между собой с помощью проводов, металлических проводников, каждый из которых в каждой своей точке обладает одним и тем же напряжением (по отношению, скажем, к земле). В области высоких частот или низких полных сопротивлений это утверждение не совсем справедливо, и в свое время мы обсудим этот вопрос. Сейчас же примем это допущение на веру. Мы упомянули об этом для того, чтобы вы поняли, что реальная схема не обязательно должна выглядеть как ее схематическое изображение, так как провода можно соединять по-разному.

Запомните несколько простых правил, касающихся тока и напряжения:

1. Сумма токов, втекающих в точку, равна сумме токов, вытекающих из нее (сохранение заряда). Иногда это правило называют законом Кирхгофа для токов. Инженеры любят называть такую точку схемы

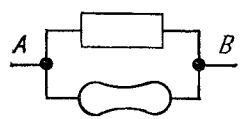


Рис. 1.1.

узлом. Из этого правила вытекает следствие: в последовательной цепи (представляющей собой группу элементов, имеющих по два конца и соединенных этими концами один с другим) ток во всех точках одинаков.

2. При параллельном соединении элементов (рис. 1.1) напряжение на каждом из элементов одинаково. Иначе говоря, сумма падений на-

пряжения между точками A и B, измеренная по любой ветви схемы, соединяющей эти точки, одинакова и равна напряжению между точками A и B. Иногда это правило формулируется так: сумма падений напряжения в любом замкнутом контуре схемы равна нулю. Это закон Кирхгофа для напряжений.

3. Мощность (работа, совершенная за единицу времени), потребляемая схемой, определяется следующим образом:

$$P=UI.$$

Вспомним, как мы определили напряжение и ток, и получим, что мощность равна: (работа/заряд)·(заряд/ед. времени). Если напряжение U измерено в вольтах, а ток I — в амперах, то мощность P будет выражена в ваттах. Мощность величиной 1 ватт — это работа в 1 джоуль, совершенная за 1 с (1 Вт=1 Дж/с).

Мощность рассеивается в виде тепла (как правило) или иногда затрачивается на механическую работу (моторы), переходит в энергию излучения (лампы, передатчики) или накапливается (батареи, конденсаторы). При разработке сложной системы одним из основных является вопрос определения ее тепловой нагрузки (возьмем, например, вычислительную машину, в которой побочным продуктом нескольких страниц результатов решения задачи становятся многие киловатты электрической энергии, рассеиваемой в пространство в виде тепла).

В дальнейшем при изучении периодически изменяющихся токов и напряжений мы обобщим простое выражение $P=UI$. В таком виде оно справедливо для определения мгновенного значения мощности.

Кстати, запомните, что не нужно называть ток силой тока — это неграмотно. Нельзя также называть резистор сопротивлением. О резисторах речь пойдет в следующем разделе.

1.02. Взаимосвязь напряжения и тока: резисторы

Тема эта очень обширна и интересна. В ней заключена суть электроники. Если попытаться изложить ее в двух словах, то она посвящена тому, как можно сделать элемент, имеющий ту или иную характеристику, выраженную определенной зависимостью между током и напряжением, и как его использовать в схеме. Примерами таких элементов служат резисторы (ток прямо пропорционален напряжению), конденсаторы (ток пропорционален скорости изменения напряжения), диоды (ток протекает только в одном направлении), термисторы (сопротивление зависит от температуры), тензорезисторы (сопротивление

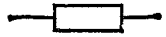


Рис. 1.2.

зависит от деформации) и т. д. Постепенно мы познакомимся с некоторыми экзотическими представителями этой плеяды; а сейчас рассмотрим самый нехитрый и наиболее распространенный элемент — резистор (рис. 1.2).

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

ПРИСТАВКИ ДЛЯ ОБРАЗОВАНИЯ КРАТНЫХ И ДОЛЬНЫХ ЕДИНИЦ ИЗМЕРЕНИЯ

Следующие приставки приняты для образования кратиых и дольных единиц измерения в научной и инженерной практике:

Множитель	Приставка	Обозначение
10^{12}	тера	Т
10^{9}	гига	Г
10^{6}	мега	М
10^{3}	кило	к
10^{-3}	милли	м
10^{-6}	микро	мк
10^{-9}	нано	н
10^{-12}	пико	пк
10^{-15}	фемто	ф

При сокращенном обозначении дольных единиц измерения соответствующая приставка и условное обозначение единицы пишутся слитно. Обратите внимание на использование прописных и строчных букв, особенно м и М в приставках и обозначениях единиц: 1 мВт — это 1 милливатт, или тысячная доля ватта; 1 МГц — это 1 миллион герц. Полные наименования единиц измерения всегда пишутся со строчной буквы, даже если они образованы от имен собственных. Полное наименование единицы измерения с приставкой также всегда пишется со строчной буквы. Прописные буквы используются для условных сокращений единиц измереиия. Например: герц и килогерц, но Гц и кГц; ватт, милливатт и мегаватт, но Вт, мВт, и МВт.

Сопротивление и резисторы. Интересно, что ток, протекающий через металлический проводник (или другой материал, обладающий некоторой проводимостью), пропорционален напряжению, приложенному к проводнику. (Что касается провода, который используется в качестве проводников в схемах, то его обычно берут достаточно большого сечения, чтобы можно было пренебречь падениями напряжения, о которых мы говорили выше.) Это ни в коем случае не обязательно для всех случаев жизни. Например, ток, протекающий через неоновую лампу, представляет собой нелинейную функцию от приложенного напряжения (он сохраняет нулевое значение до критического значения напряжения, а в критической точке резко возрастает). То же самое можно сказать и о целой группе других элементов — диодах, транзисторах, лампах и др. Если вас интересует, почему металлические проводники ведут себя именно так, советуем прочитать курс физики Berkeley Phisics Course, том II, разд. 4.3—4.7 (см. библиографию). Резисторы изготавливают из проводящего материала (графита, тонкой металлической или графитовой пленки или провода, обладающего невысокой проводимостью). К каждому концу резистора прикреплен провод. Резистор характеризуется величиной сопротивления

$$R=U/I;$$

сопротивление R измеряется в омах, если напряжение U выражено в вольтах, а ток I в амперах. Это соотношение носит название «закон Ома». Резисторы наиболее распространенного типа — углеродистые

композиционные — имеют сопротивление от 1 ома (1 Ом) до 22 мегаом (22 МОм). Резисторы характеризуются также мощностью, которую они рассеивают в пространство (наиболее распространены резисторы с мощностью рассеяния $^1/_4$ или $^1/_2$ Вт), и такими параметрами, как допуск (точность), температурный коэффициент, уровень шума, коэффициент напряжения (показывающий, в какой степени сопротивление зависит от приложенного напряжения), стабильность во времени, индуктивность и пр. Более подробную информацию о резисторах содержит раздел «Резисторы», мелким шрифтом, а также приложения Б и Г в конце второго тома.

Грубо говоря, резисторы используются для преобразования напряжения в ток и наоборот. Этот вывод может показаться банальным, но скоро вы поймете, что имеется в виду.

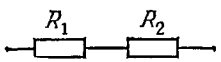


Рис. 1.3.

Последовательное и параллельное соединение резисторов. Из определения сопротивления следует несколько выводов:

1. Сопротивление двух последовательно соединенных резисторов равно: $R=R_1+R_2$ (рис. 1.3). При последовательном соединении резисторов всегда получаем *большее* сопротивление, чем сопротивление отдельного резистора.

2. Сопротивление двух параллельно соединенных резисторов (рис. 1.4) равно: $R=R_1R_2/(R_1+R_2)$ или $R=1/(1/R_1+1/R_2)$. При параллельном

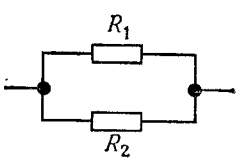


Рис. 1.4.

соединении резисторов всегда получаем меньшее сопротивление, чем сопротивление отдельных резисторов. Сопротивление измеряется в омах (Ом). На практике, когда речь идет о резисторах с сопротивлением более 1000 Ом (1 кОм), иногда оставляют только приставку, опуская в обозначении «Ом», т. е. резистор с сопротивлением 10 кОм иногда обозначают как 10 к, а резистор с сопротивлением 1 МОм — как 1 М. На схемах иногда опускают и обозначение «Ом», оставляя только число. Может быть, все это кажется вам не очень интересным? Немного терпения, и мы перейдем к интересным практическим примерам.

РЕЗИСТОРЫ

Резисторы поистине вездесущи. Типы резисторов почти столь же многочисленны, как и схемы, в которых они применяются. Резисторы используются в усилителях, в качестве нагрузки для активных устройств, в схемах смещения и в качестве элементов обратной связи. Вместе с конденсаторами они используются для задания постоянной времени и работают как фильтры. Они служат для установки величин рабочих токов и уровней сигналов. В схемах питания резисторы используются для уменьшения напряжений за счет рассеяния мощности, для измерения токов и для разряда конденсаторов после снятия питания. В прецизионных схемах они помогают устанавливать нужные токи, обеспечивать точные коэффициенты пропорциональности для напряжения, устанавливать точные коэффициенты усиления. В логических схемах резисторы выступают в качестве оконечных элементов линий и шин, «повышающих» и «понижающих» элементов. В высоковольтных схемах резисторы служат для измерения напряжений, для выравнивания токов утечки через диоды или конденсаторы, соединенные последовательно. На радиочастотах они используются даже в качестве индуктивностей.

Промышленность выпускает резисторы с сопротивлением от 0,01 Ом до 10^{12} Ом и мощностью от $^1/_8$ до 250 Вт с допуском от 0,005 до 20%. Резисторы изготавливают из графитовых смесей, металлических пленок, проводов, накрученных на каркас, или на основе полупроводниковых элементов, подобных полевым транзисторам. Наиболее распространены углеродистые композиционные резисторы, имеющие мощность $^1/_4$ или $^1/_2$ Вт. Существует стандартный диапазон значений сопротивлений—от 1 Ом до 100 МОм, причем для резисторов с допуском на сопротивление, равным 5%, выпускается в два раза больше значений сопротивлений, чем для резисторов с допуском 10% (см. приложение В). Мы рекомендуем использовать резисторы фирмы Allen Brodley типа АВ ($^1/_4$ Вт, 5 %), так как они имеют понятную маркировку, стабильные характеристики и надежное соединение с проводниками выводов.

Резисторы настолько просты в обращении, что очень часто их принимают как нечто само собой разумеющееся. Между тем они не идеальны, и стоит обратить внимание на некоторые их недостатки. Возьмем, например, получившие широкое распространение резисторы композиционного типа с допуском 5%. Они хороши почти для любых схем с некритичными параметрами, но невысокая стабильность этих резисторов не позволяет использовать их в прецизионных схемах. Следует помнить об ограничениях, свойственных этим элементам, чтобы в один прекрасный день не оказаться разочарованным. Основной недостаток состоит в изменении сопротивления во времени под действием температуры, напряжения, влажности. Другие недостатки связаны с индуктивными свойствами (они существенно сказываются на высоких частотах), с наличием термальных точек [1] в мощных схемах или шумов в усилителях с низким уровнем шума. Ниже приводятся параметры резисторов в самых жестких условиях эксплуатации; обычно условия бывают лучше, но правильнее рассчитывать на худшее.

Характеристики резисторов фирмы Allen Bradley, серия АВ, тип СВ [2]

Стандартный допуск в номинальных условиях составляет 5%. Максимальная мощность при температуре окружающей среды 70°С составляет 0,25 Вт, при этом внутренняя температура повышается до 150°С. Максимальное приложенное напряжение составляет $(0{,}25\,R)^{1/2}$ или 250 В (меньшее из двух значений). Однократное превышение напряжения до 400 В в течение 5 с вызывает необратимое изменение сопротивления на 2%.

В схемах, где требуется высокая точность или стабильность, следует использовать резисторы из металлической пленки с допуском 1% (см. приложение Г). Они обеспечивают стабильность не хуже 0,1% в нормальных условиях и не хуже 1% в самых жестких условиях. Прецизионные проволочные резисторы способны удовлетворить наиболее высоким требованиям.

Если ожидается, что мощность, рассеиваемая в схеме, будет составлять более 0,1 Вт, то следует выбрать резистор с большим значением рассеиваемой мощности. Композиционные углеродистые резисторы характеризуются мощностью до 2 Вт, а мощные проволочные резисторы — более высокими значениями. Для мощ-

[1] То есть точек локального перегрева. — *Прим. ред.*

[2] Примерно так же ведут себя отечественные резисторы МЛТ. — *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

	Изменение сопротивления, %		Необратимое?
	(R=1 кОм)	(R=1,0 МОм)	
Пайка (350 °С на расстоянии 3 мм)	±2	±2	Да
Циклическая нагрузка (50 циклов ВКЛ/ВЫКЛ за 1000 ч)	+4—6	+4—6	»
Вибрация (20 g) и удар (100 g)	±2	±2	»
Влажность (95%-ная отн. влажность при 40 °С)	+6	+10	Нет
Коэффициент напряжения (изменение, равное 10 В)	—0,15	—0,3	»
Температура (от 25 до —15 °С)	+2,5	+4,5	»
Температура (от 25 до 85 °С)	+3,3	+5,9	»

ных схем наилучшие характеристики обеспечивает резистор с отводом тепла. Резисторы этого типа выпускаются с допуском 1% и могут надежно работать при собственной температуре до 250°С в течение длительного периода времени.

Упражнение 1.1. Возьмем два резистора сопротивлением 5 и 10 кОм Чему равно сопротивление при (а) последовательном и (б) параллельном их соединении?

Упражнение 1.2. Какую мощность будет рассеивать в пространство резистор с сопротивлением 1 Ом, подключенный к батарее автомобиля с напряжением 1 В?

Упражнение 1.3. Докажите справедливость формул для сопротивления последовательного и параллельного соединения резисторов.

Упражнение 1.4. Покажите, что сопротивление нескольких параллельно соединенных резисторов определяется следующим образом:

$$R = \frac{1}{1/R_1 + 1/R_2 + 1/R_3 + \ldots}.$$

Секрет резисторов, соединенных параллельно: начинающие часто приступают к сложным алгебраическим выкладкам или углубляются в законы электроники, а здесь как раз лучше всего воспользоваться интуитивным правилом. Приступим теперь к освоению интуитивных правил и развитию интуиции.

Правило 1. Сопротивление двух резисторов, один из которых обладает большим сопротивлением, а другой малым, соединенных между собой последовательно (параллельно), приблизительно равно большему (меньшему) из двух сопротивлений.

Правило 2. Допустим, вы хотите узнать, чему равно сопротивление двух параллельно соединенных резисторов, обладающих сопротивлением 5 и 10 кОм. Если вообразить, что резистор сопротивлением 5 кОм представляет собой параллельное соединение двух резисторов сопротивлением 10 кОм, то схема будет представлена параллельным соединением трех резисторов с сопротивлением 10 кОм. Так как сопротивление одинаковых параллельно соединенных резисторов равно $1/n$-й части сопротивления одного из них, то ответ в нашей задаче будет 10 кОм/3, или 3,33 кОм. Это правило полезно усвоить, так как с его помощью можно быстро проанализировать схему

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

«в уме». Мы хотим, чтобы вы научились решать стоящие перед вами задачи, имея под рукой минимум — оборотную сторону почтового конверта и ручку. Тогда блестящие идеи, возникшие у вас в любой момент, не будут встречать препятствий на пути своего развития.

И еще несколько принципов нашей доморощенной философии: среди начинающих наблюдается тенденция вычислять значения сопротивлений резисторов и характеристики других компонентов схем с большой точностью, доступность же карманных калькуляторов в наше время помогает развитию этой тенденции. Поддаваться ей не следует по двум причинам: во-первых, компоненты сами по себе имеют определенную конечную точность (наиболее распространенные резисторы — ±5%; характеристики транзисторов, например, часто задаются одним-двумя коэффициентами); во-вторых, одним из признаков хорошей схемы является ее нечувствительность к точности величин компонентов (бывают, конечно, и исключения). И еще: вы скорее придете к интуитивному пониманию схем, если разовьете в себе способность быстро прикидывать «в уме», а не будете увлекаться вычислениями с ненужной точностью на красивых калькуляторах.

Некоторые считают, что, для того чтобы скорее научиться оценивать величину сопротивления, полезно вводить понятие *проводимость*, $G = 1/R$. Ток, протекающий через элемент с проводимостью G, к которому приложено напряжение U, определяется как $I = GU$ (это закон Ома). Чем меньше сопротивление проводника, тем больше его проводимость и тем больше ток, протекающий под воздействием напряжения, приложенного между концами проводника.

С этой точки зрения формула для определения сопротивления параллельно соединенных проводников вполне очевидна; если несколько резисторов или проводящих участков подключены к одному и тому же напряжению, то полный ток равен сумме токов, протекающих в отдельных ветвях. В связи с этим проводимость соединения равна сумме отдельных проводимостей составных элементов: $G = G_1 + G_2 + G_3 + \ldots$, а это выражение эквивалентно выражению для параллельно соединенных резисторов, приведенному выше.

Инженеры неравнодушны к обратным величинам, и в качестве единицы измерения проводимости они установили 1 сименс (1 См = 1/1 Ом), который иногда называют «мо» («ом» наоборот). Хотя понятие проводимости и помогает развить интуицию в отношении сопротивлений резисторов, широкого применения оно не находит, и большинство предпочитает иметь дело с величинами сопротивлений, а не проводимости.

Мощность и резисторы. Мощность, рассеиваемая резистором или любым другим элементом, определяется как $P = UI$. Пользуясь законом Ома, эту формулу можно записать в другом виде: $P = I^2R$ или $P = U^2/R$.

Упражнение 1.5. Возьмем схему, работающую от батареи с напряжением 15 В. Докажите, что независимо от того, как будет включен в схему резистор, обладающий сопротивлением более 1 кОм, мощность на нем не превысит 1/4 Вт.

Упражнение 1.6. Дополнительное упражнение: для Нью-Йорка требуется 10^{10} Вт электрической энергии при напряжении 110 В (цифры вполне правдоподобны: 10 млн. жителей, каждый потребляет в среднем 1 кВт электроэнергии). Высоковольтный кабель может иметь диаметр 25,4 мм. Давайте подсчитаем, что произойдет, если в качестве кабеля взять провод из чистой меди диаметром 0,305 м. Сопротивление такого провода составляет 0,05 мкОм ($5\cdot10^{-8}$ Ом) в расчете на 0,305 м. Определите: а) потери мощности в расчете на 0,305 м, исходя из того, что потери оцениваются величиной I^2R; б) длину кабеля, на которой будут потеряны все 10^{10} Вт; в) если вы знаете физику, определите, до какой температуры нагреется кабель ($\sigma=6\cdot10^{-12}$ Вт/(К$^4\cdot$см^2)).

Если расчет выполнен правильно, то результат, вероятно, удивил вас. Как же разрешить проблему?

1.03. Делители напряжения

Резисторы находят самое широкое применение. Была бы схема, а делителей напряжения для нее можно придумать с полдюжины. На рис. 1.5. представлена простая схема. Что такое $U_{вых}$? Предположим здесь и далее, что нагрузки на выходе нет, тогда ток определяется следующим образом: $I=U_{вх}/(R_1+R_2)$. (Мы воспользовались формулой для определения сопротивления резистора и правилом для последовательного соединения резисторов.) Тогда $U_{вых}=IR_2=U_{вх}R_2/(R_1+R_2)$.

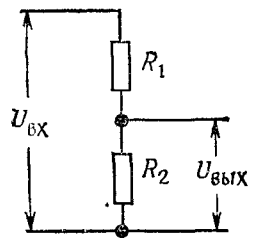


Рис. 1.5.

Обратите внимание, что выходное напряжение всегда меньше входного (или равно ему); поэтому мы говорим о делителе напряжения. Если одно из сопротивлений будет отрицательным, то можно получить усиление (т. е. выходное напряжение будет больше входного). Эта идея не так невероятна, как кажется на первый взгляд: вполне можно сделать устройство с отрицательными «приращениями» сопротивления (в качестве примера может служить туннельный диод) или просто с настоящим отрицательным сопротивлением (например, преобразователь с отрицательным импедансом, о котором мы поговорим позже). Однако эти примеры достаточно специфичны и не должны занимать сейчас ваше внимание.

Делители напряжения часто используют в схемах для того, чтобы получить заданное напряжение из большего постоянного (или переменного) напряжения. Например, если в качестве R_2 взять резистор с регулируемым сопротивлением, то мы получим не что иное, как схему с управляемым выходом. Простой делитель напряжения играет важную роль и в тот момент, когда вы *задумываете* схему: входное напряжение и сопротивление верхней части резистора могут представлять собой, скажем, выход усилителя, а сопротивление нижней части резистора — вход последующего каскада. В этом случае, воспользовавшись уравнением для делителя напряжения, можно определить, что поступит на вход последнего каскада. Все сказанное станет более понятным, когда чуть позже мы познакомим вас с одним интересным

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

фактом (имеется в виду теорема об эквивалентном преобразовании схем). А сейчас немного отвлечемся от нашей темы и поговорим об источниках тока и напряжения.

1.04. Источники тока и напряжения

Идеальный источник напряжения — это «черный ящик», имеющий два вывода, между которыми он поддерживает постоянное падение напряжения независимо от величины сопротивления нагрузки. (Это означает, например, что он должен порождать ток, равный $I=U/R$, если к выводам подключить резистор с сопротивлением R.) Реальный источник напряжения не может дать ток, больший некоторого предельного максимального значения, и в общем случае он ведет себя как идеальный источник напряжения, к которому последовательно подключен резистор с небольшим сопротивлением. Очевидно, чем

Рис. 1.6.

меньше сопротивление этого последовательно подключенного резистора, тем лучше. По понятным причинам источник напряжения «предпочитает» нагрузку в виде разомкнутой цепи, а нагрузку в виде замкнутой цепи «недолюбливает». Условные обозначения источников напряжения приведены на рис. 1.6.

Идеальный источник тока — это «черный ящик», имеющий два вывода и поддерживающий постоянный ток во внешней цепи независимо от величины сопротивления нагрузки и приложенного напряжения. Для того чтобы выполнять свои функции, он должен уметь поддерживать любое нужное напряжение между своими выводами. Реальные источники тока (самая нелюбимая тема для большинства учебников) имеют ограниченный диапазон, в котором может изменяться создаваемое ими напряжение (он называется рабочим диапазоном выходного напряжения или просто диапазоном), и, кроме того, выходной ток источника нельзя считать абсолютно постоянным. Источник тока «предпочитает» нагрузку в виде замкнутой цепи, а нагрузку в виде разомкнутой цепи «недолюбливает». Условные обозначения источника тока приведены на рис. 1.7.

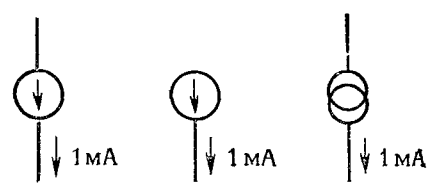


Рис. 1.7.

Хорошим примером источника напряжения может служить батарея (для источника тока подобной аналогии найти нельзя). Например, стандартная батарейка от карманного фонаря обеспечивает напряжение 1,5 В, ее эквивалентное последовательное сопротивление составляет $^1/_4$ Ом, а общий запас энергии равен приблизительно 10 000 Вт·с (постепенно эти характеристики ухудшаются; к концу срока службы батарейки напряжение может составлять около 1 В, а внутреннее сопротивление — несколько ом). О том, как создать источник напряжения с лучшими характеристиками, вы узнаете, когда мы изучим обратную связь. В электронных устройствах, за исключением портативных, батарейки используются редко.

1.05. Теорема об эквивалентном преобразовании источников (генераторов)

Теорема об эквивалентном преобразовании источников утверждает, что всякую схему, состоящую из резисторов и источников напряжения и имеющую два вывода, можно представить в виде эквивалентной схемы, состоящей из одного резистора R, последовательно подключенного к одному источнику напряжения U. Представьте, как это удобно. Вместо того чтобы разбираться с мешаниной батарей и резисторов,

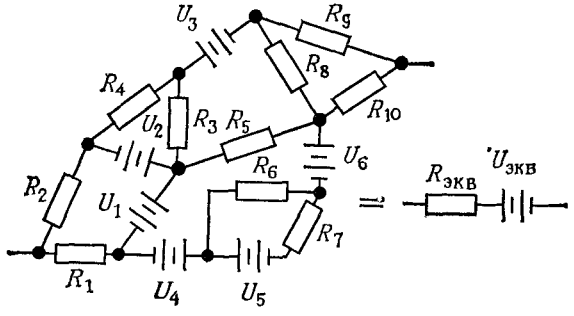


Рис. 1.8.

можно взять одну батарею и один резистор (рис. 1.8). (Кстати, известна еще одна теорема об эквивалентном преобразовании, которая содержит такое же утверждение относительно источника тока и параллельно подключенного резистора).

Как же определить эквивалентные параметры $R_{экв}$ и $U_{экв}$ для заданной схемы? Оказывается, просто. $U_{экв}$ — это напряжение между выводами эквивалентной схемы в ее разомкнутом (ненагруженном) состоянии; поэтому, так как обе схемы работают одинаково, это напряжение совпадает с напряжением между выводами данной схемы в разомкнутом состоянии (его можно определить путем вычислений, если схема вам известна, или измерить, если схема неизвестна). После этого можно определить $R_{экв}$, если учесть, что ток в эквивалентной схеме, при условии что она замкнута (нагружена), равен $U_{экв}/R_{экв}$. Иными словами, $U_{экв}=U$ (разомкнутая схема), $R_{экв}=U$ (разомкнутая схема)/I (замкнутая схема).

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

УНИВЕРСАЛЬНЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ

Существует немало приборов, с помощью которых в схемах можно измерять напряжения и токи. Самым универсальным из них является осциллограф (см. приложение А); он позволяет наблюдать изменение напряжения во времени в одной или нескольких точках схемы. Специально для отыскания неисправностей в цифровых схемах предназначены логические щупы и логические анализаторы. Универсальный измерительный прибор дает возможность измерять напряжение, ток и сопротивление очень часто с достаточно высокой точностью, однако у него медленная реакция, и он не может заменить осциллограф в тех случаях, когда интерес представляют меняющиеся напряжения. Универсальные измерительные приборы можно разделить на две группы: приборы, показания которых определяются по относительному перемещению стрелки, и более редкие цифровые приборы. Стандартный вольтомметр позволяет измерить ток по перемещению стрелки (обычно полный диапазон шкалы составляет 50 мкА). (Для того чтобы разобраться в работе измерительного прибора, советуем покопаться в книгах по электротехнике, но не в руководствах по разработке электронных схем; а пока нас вполне удовлетворит информация о том, что в приборе используются индуктивности и сердечники.) При измерении напряжения в вольтомметре последовательно к основной схеме подключается резистор. Например, диапазон шкалы измерения напряжения, равный 1 В, обеспечивается последовательным подключением резистора с сопротивлением 20 кОм к схеме, рассчитанной на ток 50 мкА; для бо́льших диапазонов напряжения используются соответственно резисторы с бо́льшими сопротивлениями. Такой вольтомметр характеризуется как прибор на 20 000 Ом/В. Это значит, что сопротивление его резистора, равное 20 кОм, умножается на полный размах напряжения в выбранном диапазоне измерения. Полный размах в любом диапазоне напряжения составляет 1/20 000 В/Ом, или 50 мкА. Очевидно, что подобный вольтметр оказывает тем меньше влияния на схему, чем выше диапазон, так как играет роль резистора с большим сопротивлением (представим вольтметр в качестве нижнего плеча делителя напряжения, при этом верхнее плечо будет образовано эквивалентным выходным сопротивлением схемы, к которой подключен прибор). В идеальном случае вольтметр должен обладать бесконечным входным сопротивлением.

В настоящее время применяются разнообразные измерительные приборы с небольшим усилением, входное сопротивление которых может достигать 10^9 Ом. К приборам такого типа относятся большинство цифровых измерительных приборов и даже некоторые приборы с аналоговым отсчетом на полевых транзисторах (см. гл. 6). Замечание: иногда входное сопротивление измерительных приборов со входом на полевом транзисторе может быть очень большим в наиболее чувствительном диапазоне, а в других диапазонах оно может иметь меньшее значение. Например, типичными являются следующие значения: 10^9 Ом для диапазонов 0,2 В и 2 В и 10^7 Ом для всех остальных диапазонов. Внимательно изучайте характеристики приборов! Для работы с транзисторными схемами подходит вольтомметр на 20 000 Ом/В, который создает для них небольшую нагрузку. В любом случае нетрудно оценить влияние измерительного прибора на работу схемы, если воспользоваться уравнением для делителя напряжения. Обычно универсальные измерительные приборы имеют диапазоны измерения напряжения от 1 В (и меньше) до 1 кВ (и больше) для полного размаха шкалы.

С помощью вольтомметра можно измерять ток, оценивая его величину по простому отклонению указателя прибора (в предыдущем примере диапазон измерения тока составляет 50 мкА) или за счет резистора с небольшим сопротивлением, подключаемого параллельно основной схеме (шунта). Так как для перемещения указателя необходимо небольшое падение напряжения (обычно 0,25 В на полный размах шкалы), шунт выбирают при изготовлении прибора таким, чтобы максимальный ток вызывал соответствующее падение напряжения на параллельном соединении шунта и резистора измерительного прибора (для вас выбор шунта сводится к тому, что нужно лишь устано-

вить переключатель на нужный диапазон измерения). В идеальном случае прибор для измерения тока должен иметь нулевое сопротивление, тогда при подключении его к схеме последовательно он не будет оказывать влияния на нее. На практике приходится мириться с падением напряжения, составляющим десятые доли вольта как для вольтомметров, так и для цифровых приборов. Обычно универсальные измерительные приборы имеют диапазоны измерения тока от 50 мкА (или ниже) до 1 А (или выше) для полного размаха шкалы.

В универсальных измерительных приборах имеется одна или несколько батарей для подачи питания при измерении сопротивлений. Измерение падения напряжения при протекании небольшого тока позволяет определять величину сопротивления; предусмотренные для этих измерений диапазоны перекрывают величины сопротивления от 1 Ом (или ниже) до 10 МОм (или выше). Замечание: не пытайтесь измерить «ток источника напряжения» путем подключения прибора к штепсельной розетке в стене; то же самое можно сказать об измерении сопротивления. Подобные «измерения» служат причиной гибели многих приборов.

Упражнение 1.7. Что покажет вольтметр на 20 000 Ом/В при шкале диапазона 1 В, если его подключить к источнику напряжения 1 В с внутренним сопротивлением 10 кОм? Что покажет этот прибор, если его подключить к делителю напряжения с плечами 10 кОм — 10 кОм, питающемуся от источника постоянного напряжения (с нулевым сопротивлением) с напряжением 1 В?

Упражнение 1.8. Измерительный прибор с максимальным отклонением указателя, соответствующим току 50 мкА, имеет внутреннее сопротивление, равное 5 кОм. Какое шунтирующее сопротивление нужно подключить, чтобы прибор измерял ток в пределах 0—1 А? Какое сопротивление нужно подключить последовательно для того, чтобы прибор мог измерить напряжение в пределах 0—10 В?

Попробуем применить описанный метод к делителю напряжения, для чего составим его эквивалентную схему:

1. Напряжение при разомкнутой цепи: $U=U_{вх}[R_2/(R_1+R_2)]$.
2. Ток замкнутой накоротко цепи: $U_{вх}/R_1$.

Тогда эквивалентная схема представляет собой источник напряжения $U_{экв}=U_{вх}[R_2/(R_1+R_2)]$, к которому последовательно подключен резистор с сопротивлением $R_{экв}=R_1R_2/(R_1+R_2)$. Не случайно сопротивление равно сопротивлению параллельно соединенных резисторов R_1 и R_2. (Объяснение этому факту будет дано ниже.)

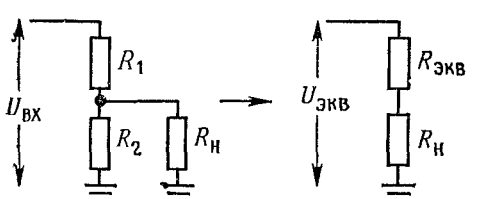


Рис. 1.9.

Приведенный пример показывает, что делитель напряжения не может служить хорошей батареей, так как его выходное напряжение существенно уменьшается при подключении нагрузки. Рассмотрим упражнение 1.9. Вам сейчас известно все, что необходимо для того, чтобы точно рассчитать, на сколько уменьшится выходное напряжение, если подключить к схеме нагрузку с определенным сопротивлением. Воспользуйтесь эквивалентной схемой, подключите нагрузку и подсчитайте новое выходное напряжение, учитывая, что новая схема представляет собой не что иное, как делитель напряжения (рис. 1.9).

Упражнение 1.9. Для схемы, показанной на рис. 1.9., $U_{вх}=30$ В, $R_1=R_2=10$ кОм. Требуется определить: а) выходное напряжение в отсутствие нагрузки (напряжение разомкнутой цепи); б) выходное напряжение при условии, что подключена нагрузка 10 кОм (представьте схему в виде делителя напряжения, R_2 и $R_н$ объедините в один резистор); в) эквивалентную схему; г) выходное напряжение при том же условии, что и в п. «б», но для эквивалентной схемы здесь придется иметь дело с делителем напряжения; ответ должен быть таким же, как в п. «б»; д) мощность, рассеиваемую каждым резистором.

Эквивалентное сопротивление источника и нагрузка схемы. Как мы только что убедились, делитель напряжения, на который подается некоторое постоянное напряжение, эквивалентен некоторому источнику напряжения с последовательно подключенным к нему резистором. Подключение резистора в качестве нагрузки вызывает падение напряжения на выходе делителя, обусловленное наличием некоторого *сопротивления источника* (вспомним эквивалентное сопротивление для делителя напряжения, если его выход выступает в качестве источника напряжения). Очень часто это явление нежелательно. Один подход к решению проблемы создания «устойчивого» источника напряжения (называемого «устойчивым» в том смысле, что он не поддается действию нагрузки) состоит в использовании в делителе напряжения резисторов с малыми сопротивлениями. Иногда этот прямой подход оказывается полезным. Однако лучше всего для создания источника напряжения, или как его часто называют, источника питания, использовать активные компоненты, такие, как транзисторы или операционные усилители. Этот подход позволяет создать источник напряжения, внутреннее сопротивление которого (или эквивалентное сопротивление) составит миллиомы (тысячные доли ома), при этом не требуются большие токи и не рассеивается значительная мощность, что характерно для низкоомного делителя напряжения с такими же рабочими характеристиками. Кроме того, в активном источнике питания не представляет труда регулировка выходного напряжения.

Понятие эквивалентного внутреннего сопротивления применимо ко всем типам источников, а не только к батареям и делителям напряжения. Все источники сигналов (например, генераторы синусоидальных сигналов, усилители и измерительные приборы) обладают эквивалентным внутренним сопротивлением. Подключение нагрузки, сопротивление которой меньше или даже сравнимо с внутренним сопротивлением, вызывает значительное уменьшение выходного параметра. Нежелательное уменьшение напряжения (или сигнала) разомкнутой цепи за счет подключения нагрузки называется «перегрузкой цепи». В связи с этим следует стремиться к тому, чтобы выполнялось условие $R_н \gg R_{внутр}$, так как высокоомная нагрузка оказывает небольшое ослабляющее влияние на источник; примеры тому вы встретите в последующих главах. Условие высокоомности является обязательным для таких измерительных приборов, как вольтметры и осциллографы. (Есть и исключения из этого общего правила; например, когда речь пойдет о линиях передач на радиочастотах, вы узнаете, что следует «согласовывать импедансы» для предотвращения отражений и потерь энергии.)

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Несколько слов о принятых выражениях: часто можно услышать: «сопротивление со стороны входа делителя напряжения» или «нагрузка со стороны выхода составляет столько-то ом». Советуем принять эти обороты на вооружение, так как они в понятной форме указывают, где, по отношению к схеме, находится резистор.

Преобразование энергии. Задумайтесь над таким интересным вопросом: каким должно быть сопротивление нагрузки, чтобы при данном сопротивлении источника ей была передана максимальная мощность? (Термины «сопротивление источника», «внутреннее сопротивление» и «эквивалентное сопротивление» относятся к одному и тому же сопротивлению.) Нетрудно заметить, что при выполнении условий $R_н=0$ и $R_н=\infty$, переданная мощность равна нулю. Условие $R_н=0$ означает, что $U_н=0$, а $I_н=U_и/R_и$ и поэтому $P_н=U_нI_н=0$. Условие $R_н=\infty$ означает, что $U_н=U_и$ и $I_н=0$, поэтому $P_н=0$. Максимум заключен, следовательно, между 0 и ∞.

Упражнение 1.10. Докажите, что при выполнении условия $R_н=R_и$ мощность в нагрузке максимальна для данного сопротивления источника. Замечание: пропустите это упражнение, если вы не знаете дифференциального исчисления, и примите на веру, что приведенное здесь утверждение справедливо.

Чтобы приведенный пример не вызвал у вас неправильного впечатления, хотим еще раз подчеркнуть, что обычно схемы проектируют таким образом, чтобы сопротивление нагрузки было значительно больше, чем внутреннее сопротивление источника сигнала, работающего на эту нагрузку.

1.06. Динамическое сопротивление

Часто приходится иметь дело с электронными устройствами, в которых ток I не пропорционален напряжению U; в подобных случаях нет смысла говорить о сопротивлении, так как отношение U/I не является постоянной величиной, независимой от U, а, наоборот, зависит от U. Для подобных устройств полезно знать наклон зависимости U—I (вольт-амперной характеристики). Иными словами, представляет интерес отношение небольшого изменения приложенного напряжения к соответствующему изменению тока через схему: $\Delta U/\Delta I$ (или dU/dI). Это отношение измеряется в единицах сопротивления (в омах) и во многих расчетах играет роль сопротивления. Оно называется сопротивлением для малых сигналов, дифференциальным сопротивлением, динамическим или инкрементным сопротивлением.

Зенеровские диоды (стабилитроны). В качестве примера рассмотрим зенеровский диод (стабилитрон), вольт-амперная характеристика которого приведена на рис. 1.10. Зенеровские диоды используют для получения постоянного напряжения на каком-либо участке

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

схемы [1]. Это достигается за счет тока (в грубом приближении постоянного), получаемого от источника большего напряжения в той же схеме. Важно понять, как будет вести себя соответствующее напряжение на зенеровском диоде (зенеровское напряжение пробоя) при изменении питающего тока; это изменение есть мера влияния изменений питающего тока. Оно характеризуется динамическим сопротивлением зенеровского диода, определяемым при заданном токе. (Учтите, что динамическое сопротивление зенеровского диода в режиме стабилизации изменяется обратно пропорционально току. Например, динамическое сопротивление зенеровского диода, создающего напряжение стабилизации 5 В, может быть равно 10 Ом при токе 10 мА. Воспользовавшись определением динамического сопротивления, найдем, чему будет равно изменение напряжения при изменении питающего тока на 10%: $\Delta U=R_{дин}\Delta I=10\cdot0{,}1\cdot0{,}001=10$ мВ или $\Delta U/U=0{,}002=0{,}2\%$. Тем самым подтверждаются высокие стабилизирующие качества зенеровского диода. На практике часто приходится иметь дело с такими схемами, как показанная на рис. 1.11. Здесь ток, протекающий через стабилитрон и резистор, обусловлен имеющимся в той же схеме напряжением, большим чем напряжение стабилизации. При этом $I=(U_{вх}-U_{вых})/R$ и $\Delta I=(\Delta U_{вх}-\Delta U_{вых})/R$, тогда $\Delta U_{вых}=R_{дин}\Delta I=(R_{дин}/R)(\Delta U_{вх}-\Delta U_{вых})$ и, наконец, $\Delta U_{вых}=\Delta U_{вх}R_{дин}/(R+R_{дин})$.

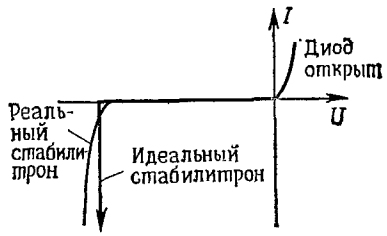


Рис. 1.10.

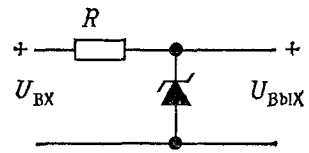


Рис. 1.11.

Следовательно, по отношению к изменениям напряжения схема ведет себя как делитель напряжения, в котором зенеровский диод заменен резистором, сопротивление которого равно динамическому сопротивлению диода при рабочем токе. Приведенный пример показывает, для чего нужен такой параметр, как динамическое сопротивление. Допустим, что в рассмотренной нами схеме входное напряжение изменяется в пределах от 15 до 20 В, а для получения стабильного источника напряжения 5,1 В используется зенеровский диод типа 1NA733 (зенеровский диод с напряжением 5,1 В и мощностью 1 Вт). Резистор сопротивлением 300 Ом обеспечит максимальный зенеровский ток, равный 50 мА: (20—5,1)/300. Оценим изменение выходного напряжения,

[1] Для стабилизации напряжения здесь используется участок пробоя на обратной ветви характеристики; этот (зенеровский) пробой не выводит диод из строя, если ток ограничен.— *Прим. ред.*

зная, что максимальное сопротивление для выбранного диода составляет 7 Ом при токе 50 мА. В диапазоне изменения входного напряжения ток через зенеровский диод изменяется от 50 мА до 33 мА; изменение тока на 17 мА вызывает изменение напряжения на выходе схемы, равное $\Delta U = R_{дин}\Delta I$, или 0,12 В. Другие примеры использования зенеровских диодов можно найти в разд. 2.04 и 5.13.

В реальных условиях зенеровский диод обеспечивает наивысшую стабильность, если он питается от источника тока, у которого по определению $R_{дин} = \infty$ (ток не зависит от напряжения). Но источник тока представляет собой достаточно сложное устройство, и поэтому на практике мы чаще всего удовлетворяемся простым резистором.

Туннельные диоды. Еще один интересный пример использования параметра динамического сопротивления связан с туннельным диодом. Его вольт-амперная характеристика показана на рис. 1.12. В области между точками A и B он обладает *отрицательным* динамическим сопротивлением. Из этого вытекает важное следствие: *делитель* напряжения, состоящий из резистора и туннельного диода, может работать как усилитель (рис. 1.13). Воспользуемся уравнением для делителя напряжения и для изменяющегося напряжения $U_{сигн}$ получим

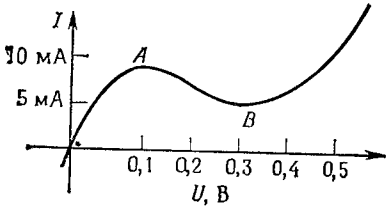


Рис. 1.12.

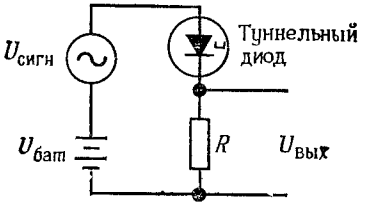


Рис. 1.13.

$$U_{вых} = [R/(R + r_t)]\, U_{сигн},$$

где r_t — динамическое сопротивление туннельного диода при рабочем токе, $U_{сигн}$ — изменение малого сигнала, которое до настоящего момента мы обозначали через $\Delta U_{сигн}$ (в дальнейшем мы будем пользоваться этим широко распространенным обозначением). Для туннельного диода $r_{t\,дин} < 0$. Значит, $\Delta U/\Delta I < 0$ или $u/i < 0$ для области вольт-амперной характеристики туннельного диода, заключенной между точками A и B. Если $r_{t\,дин} < 0$, то знаменатель становится близким к нулю и схема начинает работать как усилитель. Напряжение $U_{бат}$ создает постоянный ток, или *смещение*, которое смещает рабочую точку в область отрицательного сопротивления. (Безусловно, во всяком усилительном приборе необходимо иметь источник питания.)

И наконец, в двух словах история туннельных диодов: они появились в конце 50-х годов, и с ними сразу стали связывать пути разрешения множества проблем схемотехники. Их высокое быстродействие дало основание предположить, что они произведут революцию в области вычислительной техники. К сожалению, оказалось, что эти элементы сложны в использовании; это обстоятельство, а также успешное развитие транзисторов привело к тому, что туннельные диоды сейчас почти не находят применения.

Позже, при рассмотрении активных фильтров, мы вернемся к явлению отрицательного сопротивления. Тогда вы познакомитесь со схемой преобразователя отрицательного импеданса, которая обеспечивает наряду с другими характеристиками настоящее (а не динамическое) отрицательное сопротивление.

СИГНАЛЫ

Следующий раздел главы посвящен конденсаторам — элементам, свойства которых зависят от того, как изменяются в схеме напряжения и токи. Закономерности, с которыми мы познакомили вас при изучении цепей постоянного тока (закон Ома, эквивалентные преобразования схем и др.), сохраняют свою силу и в тех случаях, когда напряжения и токи изменяются во времени. Для лучшего понимания работы цепей переменного тока полезно изучить некоторые распространенные типы сигналов (напряжений, которые определенным образом изменяются во времени).

1.07. Синусоидальные сигналы

Синусоидальные сигналы распространены наиболее широко; если вы услышите выражение «10 мкВ на частоте 1 МГц», то знайте, что речь идет о синусоидальном сигнале. Математическое выражение, описывающее синусоидальное напряжение, имеет вид

$$U = A \sin 2\pi f t,$$

где A — амплитуда сигнала, f — частота в циклах в секунду, или в герцах. Синусоидальный сигнал показан на рис. 1.14. Иногда бывает полезно переместить начало координат ($t = 0$) в точку, соответствующую произвольному моменту времени; в этом случае в выражение для синусоидального напряжения следует включить фазу

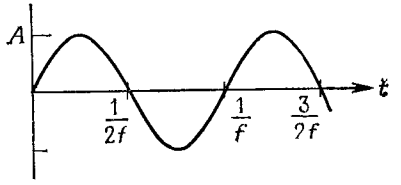


Рис. 1.14.

$$U = A \sin(2\pi f t + \varphi).$$

Можно также воспользоваться понятием *угловая частота* и переписать выражение для синусоидального сигнала в другом виде:

$$U = A \sin \omega t,$$

где ω — угловая частота в радианах в 1 с. Если вы вспомните, что $\omega = 2\pi f$, то все станет на свои места.

Основное достоинство синусоидальной функции (а также основная причина столь широкого распространения синусоидальных сиг-

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

налов) состоит в том, что эта функция является решением целого ряда линейных дифференциальных уравнений, описывающих как физические явления, так и свойства линейных цепей. Линейная цепь обладает следующим свойством: выходной сигнал, порожденный суммой двух входных сигналов, равен сумме двух выходных сигналов, каждый из которых порожден входными сигналами, действующими не в совокупности, а отдельно; иначе говоря, если *Вых.* (А) — выходной сигнал, порожденный сигналом А, то для линейной цепи справедливо следующее равенство: *Вых.* (А+В)=*Вых.* (А)+*Вых.* (В). Если на входе линейной цепи действует синусоидальный сигнал, то на выходе также получим синусоидальный сигнал, но в общем случае его амплитуда и фаза будут другими. Это утверждение справедливо только для синусоидального сигнала. На практике принято оценивать поведение схемы по ее *амплитудно-частотной характеристике*, показывающей, как изменяется амплитуда синусоидального сигнала в зависимости от частоты. Усилитель звуковой частоты, например, имеет «плоскую» амплитудно-частотную характеристику в диапазоне от 20 Гц до 20 кГц.

Частота синусоидальных сигналов, с которыми чаще всего приходится работать, лежит в диапазоне от нескольких герц до нескольких мегагерц. Для получения очень низких частот, от 0,0001 Гц и ниже, достаточно аккуратно построить нужную схему. Получение более высоких частот, например до 2000 МГц, также не вызывает принципиальных трудностей, но для сигналов такой частоты нужны специальные линии передач и специальные приемы передачи. Кроме того, здесь приходится иметь дело с микроволновыми сигналами, для которых не подходят привычные схемы, состоящие из отдельных элементов, соединенных между собой проводами, а нужны специальные волноводы.

1.08. Измерение амплитуды сигналов

Оказывается, амплитуду синусоидального сигнала (а также любого другого сигнала) можно оценивать не только как абсолютное максимальное его значение. Иногда пользуются понятием *двойная амплитуда* (амплитуда от пика до пика сигнала), которая, как нетрудно догадаться, равна удвоенной амплитуде. Иногда употребляют понятие *эффективное значение*, которое определяется следующим образом: $U_{эфф}=(1/\sqrt{2})A=0{,}707\,A$ или $2A/U_{эфф}=2\sqrt{2}$ (это соотношение справедливо только для синусоидальных сигналов; для других видов сигналов отношение двойной амплитуды к эффективному значению будет другим). Пусть вас не удивляет, что сигнал часто характеризуют эффективным значением; дело в том, что именно эффективное значение используется для определения мощности. В США напряжение в сети имеет эффективное значение 117 В и частоту 60 Гц. Амплитуда этого напряжения равна 165 В (двойная амплитуда составляет 330 В).

Измерение амплитуды в децибелах. Как сравнить амплитуды двух сигналов? Можно, например, сказать, что сигнал X в два раза

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

больше, чем сигнал $У$. Во многих случаях именно так и производят сравнение. Но очень часто подобные отношения достигают миллионов, и тогда удобнее пользоваться логарифмической зависимостью и измерять отношение в децибелах (децибел составляет одну десятую часть бела, но единицей «бел» никогда не пользуются). По определению отношение двух сигналов, выраженное в децибелах, это

$$\text{дБ}=20\lg(A_2/A_1),$$

где A_1 и A_2 — амплитуды двух сигналов. Например, если один сигнал имеет амплитуду вдвое большую, чем другой, то отношение первого сигнала ко второму составляет +6 дБ, так как $\lg 2=0{,}3010$. Если один сигнал в 10 раз больше другого, то отношение первого ко второму составляет +20 дБ, а если один сигнал в 10 раз меньше другого, то —20 дБ. Отношение мощностей двух сигналов определяется так:

$$\text{дБ}=10\lg(P_2/P_1),$$

где P_1 и P_2 — мощности двух сигналов. Если оба сигнала имеют одну и ту же форму, то есть представлены синусоидами, то оба способа определения отношения сигналов (через амплитуду и мощность) дают одинаковый результат. Для сравнения сигналов разной формы, например синусоидального и шумового, следует использовать мощность (или эффективные значения).

Хотя децибел служит для определения отношения двух сигналов, иногда эту единицу используют для измерения абсолютного, а не относительного значения амплитуды. Дело в том, что можно взять некоторую эталонную амплитуду и определять любую другую амплитуду в децибелах по отношению к эталонной. Известно несколько стандартных значений амплитуды, используемых для такого сравнения (эти значения не указываются, но подразумеваются); приведем некоторые из них: а) дБВ — эффективное значение 1 В; б) дБВт — напряжение, соответствующее мощности 1 мВт на нагрузке 600 Ом (эффективное значение около 0,78 В); в) дБп — небольшой шумовой сигнал, генерируемый резистором при комнатной температуре (об этом более подробно пойдет речь в разд. 7.10). Помимо перечисленных существуют эталонные сигналы для измерений в других областях. Например, в акустике уровень звукового давления 0 дБ соответствует сигналу, среднее квадратурное давление которого составляет 0,0002 мкбар (1 бар равен 10^6 дин на квадратный сантиметр или приблизительно 1 атмосфере); в связи уровни определяются в дБС (относительный шум в полосе частот с весовой функцией C). Обращаем ваше внимание на эталонную амплитуду 0 дБ: пользуясь этим значением, не забывайте его оговорить, например «амплитуда 27 дБ относительно эффективного значения 1 В», или в сокращенной форме «27 дБ относительно 1 $В_{эфф}$», или пользуйтесь условным обозначением дБВ.

Упражнение 1.11. Отношение двух сигналов составляет: а) 3 дБ, б) 6 дБ, в) 10 дБ, г) 20 дБ. Для каждого случая определите отношение напряжений и мощностей сигналов.

1.09. Другие типы сигналов

Линейно-меняющийся сигнал. Линейно-меняющийся сигнал (показан на рис. 1.15) — это напряжение, возрастающее (или убывающее) с постоянной скоростью. Напряжение, конечно, не может расти

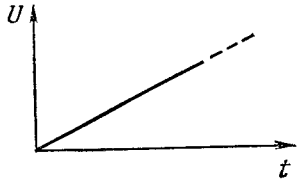


Рис. 1.15.

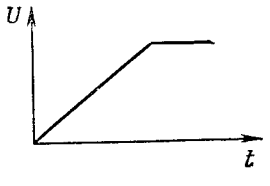


Рис. 1.16.

бесконечно. Поэтому обычно такое напряжение имеет вид, показанный на графике рис. 1.16,— напряжение нарастает до конечного значения, или на графике рис. 1.17 — пилообразное напряжение.

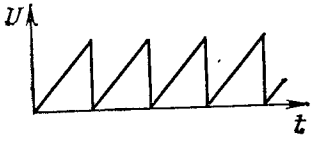


Рис. 1.17.

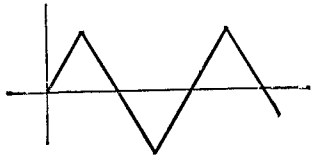


Рис. 1.18.

Треугольный сигнал. Треугольный сигнал приходится «ближайшим родственником» линейно-меняющемуся сигналу; отличие состоит в том, что график треугольного сигнала является симметричным (рис. 1.18).

Сигналы шумов[1]. Сигналы, о которых пойдет речь, очень часто смешивают с шумами, имея в виду только тепловые случайные шумы. Шумовые напряжения характеризуются частотным спектром (произведение мощности на частоту в герцах) и распределением амплитуд. Одним из наиболее распространенных типов шумовых сигналов является *белый шум с гауссовым распределением в ограниченном спектре частот*. Для такого сигнала произведение мощности на частоту в герцах сохраняется постоянным в некотором диапазоне частот, а вариации амплитуды для большого числа измерений мгновенного значения описываются законом распределения Гаусса. Шумовой сигнал такого типа генерирует резистор (шум Джонсона), и он создает неприятности при всевозможных измерениях, в которых требуется высокая чувствительность. На экране осциллографа мы видим шумовой сигнал таким,

[1] Имеются в виду случайные сигналы.— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

как он показан на рис. 1.19. Более подробно шумовые сигналы и способы борьбы с шумовыми помехами будут рассмотрены в гл. 7. В разд. 9.35 рассматриваются вопросы генерации шумовых сигналов.

Рис. 1.19.

Прямоугольные сигналы. График изменения прямоугольного сигнала во времени показан на рис. 1.20. Как и синусоидальный, прямоугольный сигнал характеризуется амплитудой и частотой. Если на вход линейной схемы подать прямоугольный сигнал, то сигнал на выходе вряд ли будет иметь прямоугольную форму. Для прямоугольного

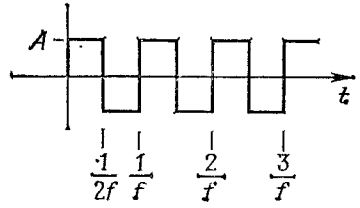


Рис. 1.20.

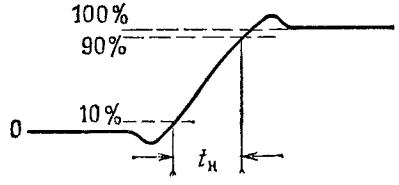


Рис. 1.21.

сигнала эффективное значение равно просто амплитуде. Форма реального прямоугольного сигнала отличается от идеального прямоугольника; обычно в электронной схеме время нарастания сигнала $t_н$ составляет от нескольких наносекунд до нескольких микросекунд. На рис. 1.21 показано, как обычно выглядит скачок прямоугольного сигнала. Время нарастания определяется как время, в течение которого сигнал нарастает от 10 до 90% своей максимальной амплитуды.

Импульсы. Импульсы — это сигналы, показанные на рис. 1.22. Они характеризуются амплитудой и длительностью импульса. Если

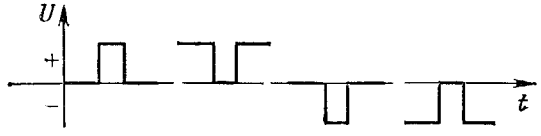


Рис. 1.22.

генерировать периодическую последовательность импульсов, то можно говорить о частоте, или скорости повторения, импульса и о «рабочем цикле», равном отношению длительности импульса к периоду повторения (рабочий цикл лежит в пределах от 0 до 100%) [1]. Импульсы мо-

[1] В отечественной литературе величину, обратную этому параметру, называют скважностью,— *Прим. перев.*

гут иметь положительную или отрицательную полярность (пьедестал), кроме того, они могут быть нарастающими или спадающими. Например, второй импульс, показанный на рис. 1.22, является убывающим импульсом положительной полярности (или спадающим импульсом с положительным пьедесталом).

Сигналы в виде скачков и пиков. Сигналы в виде скачков и пиков упоминаются часто, но широкого применения не находят. К их

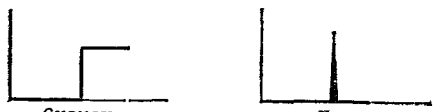


Рис. 1.23.

помощи прибегают для описания работы схем. Если попытаться их нарисовать, то они будут выглядеть так, как показано на рис. 1.23. Скачок представляет собой часть прямоугольного сигнала, а пик — это два скачка, следующие с очень коротким интервалом.

ЛОГИЧЕСКИЕ УРОВНИ

На рис. 1.24 показаны диапазоны напряжения, соответствующие двум логическим уровням (*высокому* и *низкому*) для трех наиболее распространенных семейств цифровых элементов. Для каждого семейства определены допустимые значения как выходного, так и входного напряжений, соответствующие двум уровням — *высокому* и *низкому*,

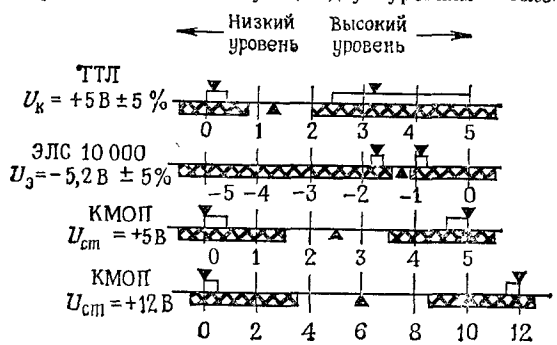


Рис. 1.24.

Выделенные области над горизонтальной осью показывают установленные диапазоны, в пределах которых должен находиться каждый из логических уровней выходного напряжения. Стрелками указаны значения напряжений (для высокого и низкого уровней), ставшие типовыми на практике. Заштрихованные области под горизонтальной осью показывают установленные диапазоны, в пределах которых должны находиться логические уровни входного напряжения. Отдельными стрелками указаны типовые значения порогового напряжения, представляющего собой границу между высоким и низким логическим уровнями. Во всех случаях высокий логический уровень более положителен, чем низкий.

Несколько слов следует сказать о том, какой смысл имеют минимальные, типовые и максимальные значения, указываемые в спецификациях на электронные приборы. Вообще говоря, фирма-изготовитель гарантирует, что значения параметров элементов

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

будут лежать в диапазоне между максимальным и минимальным значениями, причем для большинства элементов они будут близки к типовым. Типовые значения — это те значения, которые используются при проектировании схем; однако проектировать схемы нужно так, чтобы они правильно работали во всем диапазоне изменения параметров — от минимального до максимального значения (экстремальные значения, получающиеся при производстве схем). В частности, хорошая схема сохраняет работоспособность и при наихудшем сочетании минимальных и максимальных значений параметров элементов. Про такую схему говорят, что она спроектирована с учетом работы в жестких условиях. Диапазон изменения параметров следует учитывать для всякой схемы, собираемой из неотобранных компонентов.

1.10. Логические уровни

Импульсы и прямоугольные сигналы широко используются в цифровой электронике. В цифровой схеме состояние любой точки в любой момент времени определяют заранее известные уровни напряжения. Эти уровни называют просто «высокий» и «низкий». Они соответствуют значениям «ложь» (0) и «истина» (1) булевой алгебры логики, которая имеет дело с переменными, принимающими эти значения.

В цифровой электронике точные значения напряжений не играют роли. Задача состоит в том, чтобы различать только уровни напряжения. В связи с этим для каждого семейства цифровых логических элементов определены допустимые значения высокого и низкого уровня напряжения. На рис. 1.24 указаны значения логических уровней для трех широко распространенных семейств цифровых элементов (КМОП-элементы работают при напряжениях от +3 до +18 В; на рисунке указаны два типовых значения, которыми пользуются на практике).

1.11. Источники сигналов

Нередко источник сигнала входит как неотъемлемая часть в саму схему. Но для испытательного режима работы очень удобен отдельный независимый источник сигнала. В качестве такого источника могут выступать три типа приборов: генераторы (синусоидальных) сигналов, генераторы импульсов и генераторы функций (сигналов специальной формы).

Генераторы (синусоидальных) сигналов. Генераторами сигналов называют генераторы синусоидальных колебаний, которые обычно обеспечивают широкий диапазон частот (как правило, от 50 кГц до 50 МГц) и приспособлены для «тонкой» регулировки амплитуды (для этой цели используется схема резистивного делителя, называемого аттенюатором). В некоторых генераторах предусмотрена возможность модуляции выходного сигнала (см. гл. 13). Одной из разновидностей генератора сигнала является свип-генератор (генератор качающейся частоты) — он может периодически производить развертку выходной частоты в некотором диапазоне частот. Это качество прибора очень полезно при испытаниях схем, свойства которых определенным образом зависят от частоты (например, резонансные схемы или фильтры).

В наши дни эти и многие другие приборы выпускаются в исполнении, позволяющем задавать (программировать) частоту, амплитуду и другие параметры с помощью вычислительной машины или другого цифрового устройства.

Еще одной разновидностью генераторов сигналов является *синтезатор частот* — устройство, которое позволяет производить точную установку частоты генерируемых синусоидальных колебаний. Частота задается цифровым способом, часто с точностью до восьми знаков после запятой или более, и синтезируется с помощью точного эталона кварцевого генератора цифровыми методами, о которых речь пойдет позже (в разд. 9.28—9.33). Если перед вами когда-нибудь будет стоять задача получения сигнала с абсолютно достоверным, точным значением частоты, то без синтезатора ее не решить.

Генераторы импульсов. Генераторы импульсов всего лишь формируют импульсы, но как совершенно они выполняют свою задачу! В них предусмотрена возможность регулировки ширины (длительности) импульса, частоты повторения, амплитуды, времени нарастания и других параметров. Кроме того, многие генераторы позволяют генерировать пары импульсов с заданными интервалами и частотой повторения и даже кодовые последовательности импульсов. В большинстве современных генераторов импульсов предусмотрены логические выходы, обеспечивающие легкое сопряжение с цифровыми схемами. Как и в генераторах синусоидальных сигналов, в генераторах импульсов часто предусмотрено внешнее программирование.

Генераторы функций (специальных сигналов). Во многих отношениях генераторы функций являются наиболее гибкими из всех источников сигналов. Они позволяют формировать синусоидальные, треугольные, прямоугольные сигналы в очень широком диапазоне частот (от 0,01 Гц до 10 МГц), при этом предусмотрена возможность регулировки амплитуды и смещения по постоянному току (постоянное напряжение, добавляемое к сигналу). Многие генераторы функций могут производить развертку частоты, причем в нескольких режимах (линейное или логарифмическое изменение частоты во времени). Промышленность выпускает генераторы функций с импульсным выходом (правда, они не обладают гибкостью генераторов импульсов) и возможностью модуляции выходного сигнала.

Промышленность выпускает также программируемые и цифровые генераторы функций. В цифровых генераторах значение частоты (а иногда и амплитуды) считывается в цифровом виде. В последние годы семейство генераторов функций пополнилось синтезирующим генератором функций (генератором — синтезатором функций) — устройством, которое сочетает в себе гибкость генератора функций со стабильностью и точностью синтезатора частот. И последнее: если вам хотелось бы иметь один источник сигналов на все случаи жизни, то для этой цели лучше других подойдет генератор функций.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

КОНДЕНСАТОРЫ И ЦЕПИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Коль скоро мы начинаем рассматривать изменяющиеся сигналы напряжения и тока, нам необходимо познакомиться с двумя очень занятными элементами, которые не находят применения в цепях постоянного тока,— речь идет о конденсаторах и индуктивностях. Скоро вы убедитесь, что эти компоненты вместе с резисторами являются основными элементами пассивных линейных цепей, составляющих основу почти всей схемотехники. Особенно следует подчеркнуть роль конденсаторов — без них не обходится почти ни одна схема. Они используются при генерации колебаний, в схемах фильтров, для блокировки и шунтирования сигналов. Их используют в интегрирующих и дифференцирующих схемах. На основе конденсаторов и индуктивностей строят схемы формирующих фильтров для выделения нужных сигналов из фона. Некоторые примеры подобных схем вы найдете в этой главе, а еще большее число интересных примеров использования конденсаторов и индуктивностей встретится вам в последующих главах.

Приступим к более детальному изучению конденсаторов. Явления, протекающие в конденсаторе, описываются математическими зависимостями, поэтому читателям, которые имеют недостаточную подготовку в области математики, полезно прочитать приложение Б. Не огорчайтесь, если некоторые детали не будут сразу вполне понятны, главное — это общее понимание вопроса.

1.12. Конденсаторы

В первом приближении конденсаторы (рис. 1.25) — это частотнозависимые резисторы. Они позволяют создавать, например, частотнозависимые делители напряжения. Для решения некоторых задач

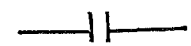


Рис. 1.25.

(шунтирование, связывание контуров) бо́льших знаний о конденсаторе и не требуется, другие задачи (построение фильтров, резонансных схем, накопление энергии) требуют более глубоких знаний. Например, конденсаторы не рассеивают энергию, хотя через них и протекает ток,— дело в том, что ток и напряжение на конденсаторе смещены друг относительно друга по фазе на 90°.

Конденсатор — это устройство, имеющее два вывода и обладающее следующим свойством:

$$Q=CU.$$

Конденсатор, имеющий емкость C фарад, к которому приложено напряжение U вольт, накапливает заряд Q кулон.

Продифференцировав выражение для Q (см. приложение Б), получим

$$I=C(dU/dt).$$

Итак, конденсатор — это более сложный элемент, чем резистор; ток пропорционален не просто напряжению, а скорости изменения напряжения. Если напряжение на конденсаторе, имеющем емкость 1 Ф, изменится на 1 В за 1 с, то получим ток 1 А. И наоборот, протекание тока 1 А через конденсатор емкостью 1 Ф вызывает изменение напряжения на 1 В за 1 с. Емкость, равная одной фараде, очень велика, и поэтому чаще имеют дело с микрофарадами (мкФ) или пикофарадами

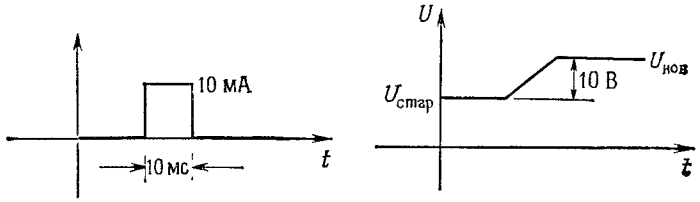


Рис. 1.26.

(пФ). (Для того чтобы сбить с толку непосвященных, на принципиальных схемах иногда опускают обозначения единиц измерения. Их приходится угадывать из контекста.) Например, если подать ток 1 мА на конденсатор емкостью 1 мкФ, то напряжение за 1 с возрастет на 1000 В. Импульс тока продолжительностью 10 мс вызовет увеличение напряжения на конденсаторе на 10 В (рис. 1.26).

Промышленность выпускает конденсаторы разнообразных форм и размеров; через некоторое время вы познакомитесь с наиболее распространенными представителями этого обширного семейства. Простейший конденсатор состоит из двух проводников, расположенных на небольшом расстоянии друг от друга (но не соприкасающихся между собой); настоящие простейшие конденсаторы имеют именно такую конструкцию. Чтобы получить бóльшую емкость, нужны бóльшая площадь и меньший зазор между проводниками; обычно для этого один из проводников покрывают тонким слоем изолирующего материала (называемого диэлектриком), для таких конденсаторов используют, например, алитированную (покрытую алюминием) майларовую пленку. Широкое распространение получили следующие типы конденсаторов: керамические, электролитические (изготовленные из металлической фольги с оксидной пленкой в качестве изолятора), слюдяные (изготовленные из металлизированной слюды). Каждому типу конденсаторов присущи свои качества; краткий перечень отличительных особенностей каждого типа конденсаторов приведен мелким шрифтом в разделе «Конденсаторы». В общем, можно сказать, что для некритичных схем подходят керамические и майларовые конденсаторы; в схемах, где требуется большая емкость, применяются танталовые конденсаторы, а для фильтрации в источниках питания используют электролитические конденсаторы.

Параллельное и последовательное соединение конденсаторов. Емкость нескольких параллельно соединенных конденсаторов

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

равна сумме их емкостей. Нетрудно в этом убедиться: приложим напряжение к параллельному соединению, тогда

$$CU = Q = Q_1 + Q_2 + Q_3 + \ldots = C_1U + C_2U + C_3U + \ldots = (C_1 + C_2 + C_3 + \ldots)\,U$$

или

$$C = C_1 + C_2 + C_3 + \ldots .$$

Для последовательного соединения конденсаторов имеем такое же выражение, как для параллельного соединения резисторов:

$$C = \frac{1}{1/C_1 + 1/C_2 + 1/C_3}.$$

В частном случае для двух конденсаторов

$$C = C_1C_2/(C_1 + C_2).$$

КОНДЕНСАТОРЫ

Промышленностью выпускается много типов конденсаторов. Здесь перечислены основные преимущества и недостатки различных типов. Очевидно, что данная оценка имеет несколько субъективный характер (см. таблицу на стр. 40).

Упражнение 1.12. Получите выражение для емкости двух последовательно соединенных конденсаторов. Подсказка: так как точка соединения конденсаторов не имеет внешних подключений, то заряд, накопленный двумя конденсаторами, должен быть одинаков.

1.13. *RC*-цепи: изменения во времени напряжения и тока

Для анализа цепей переменного тока (или в общем случае схем, работающих с изменяющимися напряжениями и токами) можно использовать характеристики двух типов. Во-первых, можно рассматривать изменения напряжения U и тока I во времени, а во-вторых,— изменение амплитуды при изменении частоты сигнала. И те и другие характеристики имеют свои преимущества, и в каждом практическом случае приходится выбирать наиболее подходящие. Мы начнем изучение цепей переменного тока с временных зависимостей, а в разд. 1.18 перейдем к частотным характеристикам.

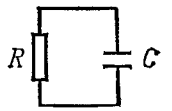


Рис. 1.27.

Каковы же свойства схем, в состав которых входят конденсаторы? Для того чтобы ответить на этот вопрос, рассмотрим простейшую *RC*-цепь (рис. 1.27). Воспользуемся полученным ранее выражением для емкости:

$$C\,(dU/dt) = I = -U/R.$$

Это выражение представляет собой дифференциальное уравнение, решение которого имеет вид

$$U = Ae^{-t/RC},$$

Тип	Диапазон емкости	Максимальное напряжение	Точность	Температурная стабильность	Утечка	Примечания
Слюдяной	1 пФ—0,01 мкф	100—600	Хорошая	Варьирует	Малая	Очень хорошие; рекомендуются для радиочастот
Цилиндрический керамический	0,5 пФ—100 пФ	100—600				Очень малая емкость; несколько значений температурного коэффициента, включая 0
Керамический	10 пФ—1 мкФ	50—1000		Низкая		Малые габариты, недороги, широко используются, возможен собственный резонанс ~100 кГц
Майларовые	0,001 мкФ—10 мкФ	50—60	»	»	»	Хорошие, недорогие, широко используются
Полистироловые	10 пФ—0,01 мкФ (иногда до 2 мкФ)	100—630	»		Очень малая	Высококачественные, крупногабаритные, рекомендуются для фильтров
Поликарбонатные	100 пФ—10 мкФ	50—400	»	Высокая	Малая	Высококачественные, рекомендуются для интегрирующих схем
Стеклянные	10 пФ—1000 пФ	100—600	»		Очень малая	Стабильны при длительной эксплуатации
Фарфоровые	100 пф—0,1 мкф	50—400	»	»	Малая	Хорошие, недорогие, стабильные при длительной эксплуатации
Танталовые	0,1 мкф—500 мкф (иногда до 1000 мкф)	6—100	Низкая	Низкая		Большая емкость с приемлемой утечкой, малогабаритные, поляризованные, небольшая индуктивность, широко используются
Электролитические	0,1 мкФ—0,2 Ф	3—600	Хуже не бывает [1]	Хуже не бывает [1]	Очень большая	Рекомендуется использовать только в составе фильтров источников питания (в остальных случаях заменять танталовыми); поляризованные, короткий срок службы
Масляные	0,1 мкф—20 мкФ	200 В—10 кВ			Малая	Высоковольтные фильтры; крупногабаритные, длительный срок службы

[1] Хотя параметры, по выражению авторов, «ужасны», но не надо забывать, что у электролитических конденсаторов самая большая удельная и абсолютная емкость, пока недостижимая в других типах.— *Прим. ред*

Отсюда следует, что если заряженный конденсатор подключить к резистору, то он будет разряжаться так, как показано на рис. 1.28.

Постоянная времени. Произведение RC называют *постоянной времени* цепи. Если R измерять в омах, а C — в фарадах, то произведение RC будет измеряться в секундах. Для конденсатора емкостью 1 мкФ, подключенного к резистору сопротивлением 1 кОм, постоянная времени составляет 1 мс; если конденсатор был предварительно заряжен и напряжение на нем составляет 1 В, то при подключении резистора в цепи появится ток, равный 1 мА.

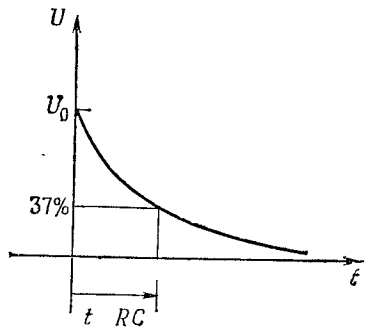


Рис. 1.28.

На рис. 1.29 показана несколько иная схема. В момент времени $t=0$ схема подключается к батарее. Уравнение, описывающее работу такой схемы, выглядит следующим образом:

$$I = C\,(dU/dt) = (U_{вх} - U)/R$$

и имеет решение

$$U = U_{вх} + Ae^{-t/RC}.$$

Не пугайтесь, если не поняли, как выполнено математическое преобразование. Важно запомнить полученный результат. В дальнейшем мы будем многократно его использовать, не прибегая к математическим выкладкам. Постоянная величина A определяется из начальных условий (рис. 1.30): $U=0$ при $t=0$, откуда $A=-U_{вх}$ и $U=U_{вх}(1-e^{-t/RC})$.

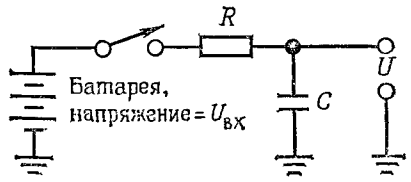


Рис. 1.29.

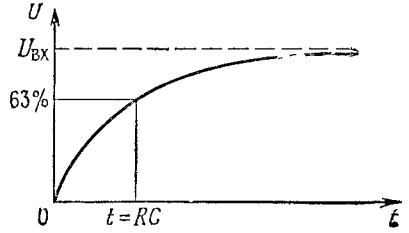


Рис. 1.30.

Установление равновесия. При условии $t \gg RC$ напряжение U достигает значения $U_{вх}$. (Советуем запомнить хорошее практическое правило, называемое правилом пяти RC. Оно гласит: за время, равное пяти постоянным времени, конденсатор заряжается или разряжается на 99%.) Если затем изменить входное напряжение $U_{вх}$ (сделать его равным, например, нулю), то напряжение на конденсаторе U будет убывать, стремясь к новому значению по экспоненциальному закону

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

$e^{-t/RC}$. Например, если на вход подать прямоугольный сигнал $U_{вх}$, то сигнал на выходе U будет иметь форму, показанную на рис. 1.31.

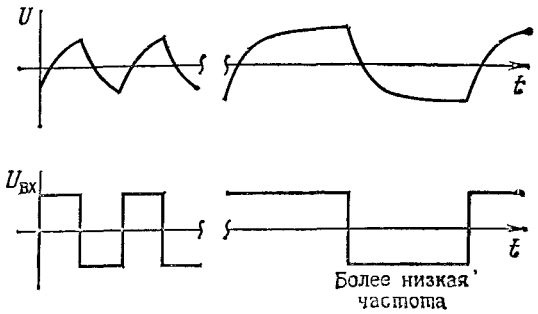


Рис. 1.31.

Упражнение 1.13. Докажите, что время нарастания сигнала (время, в течение которого сигнал изменяется от 10 до 90% своего максимального значения) составляет 2,2 RC.

У вас, наверное, уже возник вопрос: каков закон изменения $U(t)$ для произвольного $U_{вх}(t)$? Для того чтобы ответить на него, нужно решить неоднородное дифференциальное уравнение (стандартные методы решения таких уравнений здесь не рассматриваются). В результате получим

$$U(t)=\frac{1}{RC}\int_{-\infty}^{t} U_{вх}(\tau)\, e^{-(\tau-t)/RC}\, d\tau.$$

Согласно полученному выражению, RC-цепь усредняет входное напряжение с коэффициентом пропорциональности $e^{-\Delta t/RC}$, где $\Delta t=\tau-t$. На практике, однако, такой вопрос возникает редко. Чаще всего рассматривают частотные характеристики и определяют, какие изменения претерпевает каждая частотная составляющая входного сигнала. Скоро мы также перейдем к этому немаловажному вопросу. А пока рассмотрим несколько интересных схем, для анализа которых достаточно временных зависимостей.

Упрощение с помощью эквивалентного преобразования Тевенина. Можно было бы приступить к анализу более сложных схем, пользуясь, как и раньше, методом решения дифференциальных уравнений. Однако чаще всего не стоит прибегать к решению дифференциальных уравнений. Большинство схем можно свести к RC-схеме, показанной на рис. 1.32. Пользуясь эквивалентным преобразованием

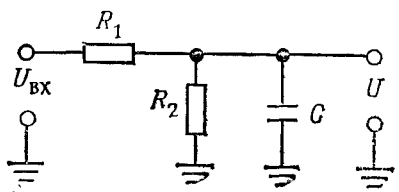


Рис. 1.32.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

для делителя напряжения, образованного резисторами R_1 и R_2, можно определить $U(t)$ для скачка входного напряжения $U_{вх}$.

Упражнения 1.14. Для схемы, показанной на рис. 1.32., $R_1=R_2=10$ кОм и $C=0{,}1$ мкФ. Определите $U(t)$ и изобразите полученную зависимость в виде графика.

Пример: схема задержки. Мы уже упоминали логические уровни — напряжения, определяющие работу цифровых схем. На рис. 1.33 показано, как с помощью конденсаторов можно получить задержанный импульс. В виде треугольников изображены КМОП-буферные усилители. Они дают высокий уровень на выходе для высокого уровня на входе (более половины величины напряжения питания) и наоборот. Первый буферный усилитель воспроизводит входной сигнал и обеспечивает небольшое выходное сопротивление, предотвращая тем самым воздействие на источник сигнала RC-цепи (вопрос о нагрузке схемы мы рассмотрели в разд. 1.05). Согласно характеристике RC-цепи, выходной сигнал для нее задерживается относительно входного, поэтому выходной буферный усилитель переключается на 10 мкс позже скачка напряжения на входе (напряжение на выходе RC-цепи достигает 50% своего максимального значения через 0,7 RC). На практике приходится принимать во внимание отклонение входного порога буфера от величины, равной половине напряжения питания, так как это отклонение изменяет задержку и ширину выходного импульса. Иногда подобную схему используют для того, чтобы задержать импульс на время, в течение которого может произойти какое-либо событие. При проектировании схем лучше не прибегать к подобным трюкам, но иногда они бывают полезны.

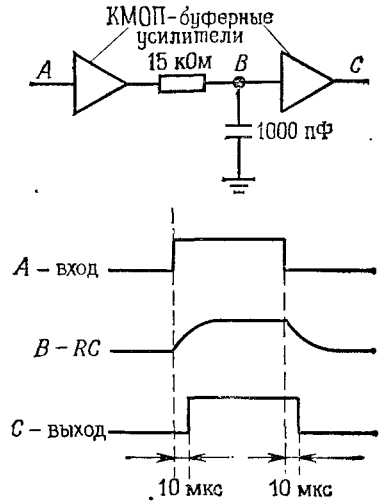


Рис. 1.33.

1.14. Дифференцирующие цепи

Рассмотрим схему, изображенную на рис. 1.34. Напряжение на конденсаторе C равно $U_{вх}-U$, поэтому

$$I=C\,d(U_{вх}-U)/dt=U/R.$$

Если резистор и конденсатор выбрать так, чтобы сопротивление R и емкость C были достаточно малыми и выполнялось условие $dU/dt \ll dU_{вх}/dt$, то

$$C(dU_{вх}/dt)=U/R \quad \text{или} \quad U(t)=RC[dU_{вх}(t)/dt].$$

Таким образом, мы получили, что выходное напряжение пропорционально скорости изменения входного сигнала.

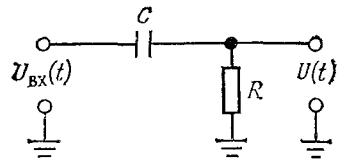


Рис. 1.34.

Для того чтобы выполнялось условие $dU/dt \ll dU_{вх}/dt$, произведение RC должно быть небольшим, но при этом сопротивление R не должно быть слишком малым, чтобы не «нагружать» вход (при скачке напряжения на входе изменение напряжения на конденсаторе равно нулю и R представляет собой нагрузку со стороны входа схемы). Более точный критерий выбора для R и C мы получим, когда изучим частотные характеристики. Если на вход схемы подать прямоугольный сигнал, то сигнал на выходе будет иметь вид, представленный на рис. 1.35.

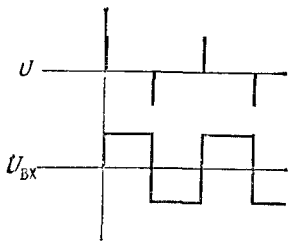


Рис. 1.35.

Дифференцирующие цепи удобно использовать для выделения *переднего* и *заднего фронтов* импульсных сигналов, и в цифровых схемах можно иногда встретить цепи, подобные той, которая показана на рис. 1.36. Дифференцирующая RC-цепь генерирует импульсы в виде коротких пиков в моменты переключения входного сигнала, а выходной буферный усилитель преобразует эти импульсы в короткие прямоугольные импульсы. В реальных схемах отрицательный пик бывает небольшим благодаря встроенному в буфер диоду (речь об этом элементе пойдет в разд. 1.25).

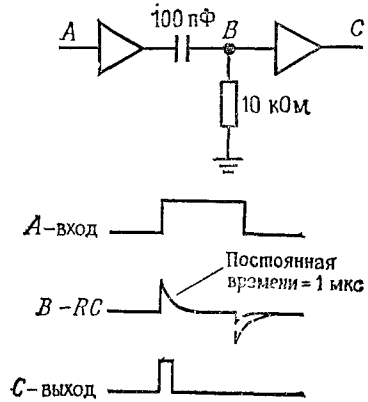


Рис. 1.36.

Паразитная емкостная связь. Иногда схема неожиданно начинает проявлять дифференцирующие свойства, причем в ситуациях, где они совершенно нежелательны. При этом можно наблюдать сигналы, подобные показанным на рис. 1.37. Первый сигнал (а точнее, импульсная помеха) может возникнуть при наличии емкостной связи между рассматриваемой линией и схемой, в которой присутствует прямоугольный сигнал; причиной появления подобной помехи может служить отсутствие оконечного резистора в линии. Если же резистор есть, то следует либо уменьшить сопротивление источника сигналов для линии, либо найти способ ослабления емкостной связи с источником сигналов прямоугольной формы. Сигнал второго типа можно наблюдать в цепи, по которой должен проходить сигнал прямоугольной формы, при наличии дефекта в контакте с этой цепью, например в щупе осциллографа. Небольшая емкость, возникающая при плохом контакте, и входное сопротивление осциллографа образуют дифференцирующую цепь. Если вы обнаружили, что ваша схема «что-то» дифференцирует, то сказанное может помочь вам найти причину неисправности и устранить ее.

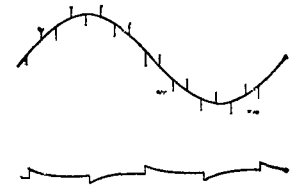


Рис. 1.37.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

1.15. Интегрирующие цепи

Рассмотрим схему, изображенную на рис. 1.38. Напряжение на резисторе R равно $U_{вх}-U$, следовательно, $I=C(dU/dt)=(U_{вх}-U)/R$. Если обеспечить выполнение условия $U \ll U_{вх}$ за счет большого значения произведения RC, то получим $C(dU/dt) \approx U_{вх}/R$ или

$$U(t)=\frac{1}{RC}\int_0^t U_{вх}(\tau)\,d\tau + \text{константа}.$$

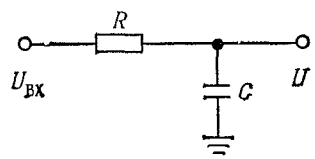


Рис. 1.38.

Мы получили, что схема интегрирует входной сигнал по времени! Рассмотрим, каким образом эта схема обеспечивает аппроксимацию интегрирования в случае входного сигнала прямоугольной формы: $U(t)$ представляет собой знакомый нам уже график экспоненциальной зависимости, определяющей заряд конденсатора (рис. 1.39). Первый участок экспоненты (интеграл от почти постоянной величины) — прямая с постоянным углом наклона; при увеличении постоянной времени RC используется все меньший начальный участок экспоненты, тем самым обеспечивается лучшая аппроксимация идеального пилообразного сигнала.

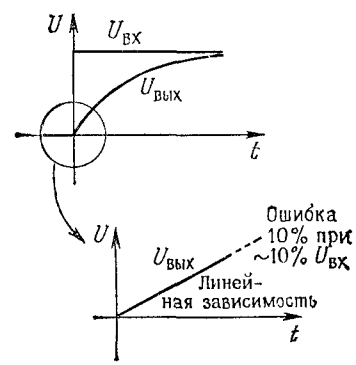


Рис. 1.39.

Отметим, что условие $U \ll U_{вх}$ равносильно тому, что ток пропорционален напряжению $U_{вх}$. Если бы в качестве входного сигнала выступал ток $I(t)$, а не напряжение, то мы получили бы идеальный интегратор. Источником тока может служить резистор с большим сопротивлением и с большим падением напряжения на нем, и на практике часто пользуются этим приближением.

В дальнейшем, когда мы познакомим вас с операционными усилителями и обратной связью, вы узнаете, как построить интегратор, не прибегая к условию $U_{вых} \ll U_{вх}$. Такой интегратор работает в широком диапазоне частот и напряжений с пренебрежимо малой ошибкой.

Интегрирующие цепи находят широкое применение в аналоговой технике. Их используют в управляющих системах, схемах с обратной связью, при аналого-цифровом преобразовании и генерации колебаний.

Генераторы пилообразного сигнала. Теперь вы без труда разберетесь в том, как работает генератор пилообразного сигнала. Эта схема хорошо зарекомендовала себя и нашла очень широкое применение: ее используют во время-задающих схемах, в генераторах синусоидальных и других типов колебаний, в схемах развертки осциллографов, в аналого-цифровых преобразователях. Она показана на рис. 1.40.

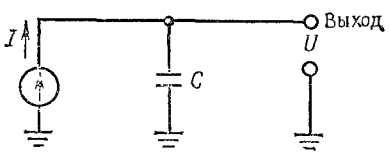


Рис. 1.40.

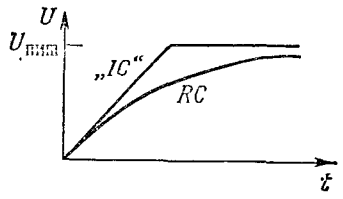


Рис. 1.41.

Из уравнения для тока, протекающего через конденсатор, $I=C(dU/dt)$ получим $U(t)=(I/C)t$. Выходной сигнал изображен на рис. 1.41. Линейное нарастание сигнала прекращается тогда, когда «иссякает» напряжение источника тока, т. е. достигается его предельное значение. Кривая для простой RC-цепи с резистором, подключенным к источнику напряжения, ведет себя аналогично случаю достижения предела источником тока. На рис. 1.41 эта вторая кривая показана для случая, когда R выбрано так, чтобы ток при нулевом выходном напряжении был равен току источника тока; при этом вторая кривая стремится к тому же пределу, что и ломаная. (В реальных источниках тока выходное напряжение ограничено напряжением используемых в них источников питания, так что такое поведение вполне правдоподобно.) В следующей главе, посвященной транзисторам, мы построим простые схемы источников тока, а в главах, где рассматриваются операционные усилители и полевые транзисторы,— их усовершенствованные типы. Вот как много интересных вопросов ожидает нас впереди.

Упражнение 1.15. Ток 1 мА заряжает конденсатор емкостью 1 мкФ. Через какое время напряжение достигнет 10 В?

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

ИНДУКТИВНОСТИ И ТРАНСФОРМАТОРЫ

1.16. Индуктивности

Если вы поняли, что такое конденсатор, то вы поймете и что такое индуктивность (рис. 1.42). Сравним индуктивность и конденсатор между собой; в индуктивности скорость изменения тока зависит от приложенного напряжения, а в конденсаторе скорость изменения на-

Рис. 1.42.

пряжения зависит от протекающего тока. Уравнение индуктивности имеет следующий вид:

$$U=L(dI/dt),$$

где L — *индуктивность* в генри (или мГн, мкГн и т. д.). Напряжение, приложенное к индуктивности, вызывает нарастание протекающего через нее тока, причем изменение тока происходит по линейному закону (если пропустить ток через конденсатор, то это приведет к нарастанию напряжения на нем, причем изменение напряжения будет происходить по линейному закону); напряжение величиной 1 В, приложенное к индуктивности 1 Гн, приводит к нарастанию тока через индуктивность со скоростью 1 А в 1 с.

Условно индуктивность изображают в виде нескольких витков провода — такую конструкцию имеет простейшая индуктивность. Другие, более совершенные конструкции включают сердечник, на который наматывается провод. Материалом для сердечника чаще всего служит железо (пластинки, прокатанные из сплавов железа или изготовленные методами порошковой металлургии) или феррит, представляющий собой хрупкий непроводящий магнитный материал черного цвета. Сердечник позволяет увеличить индуктивность катушки за счет магнитных свойств материала сердечника. Сердечник может быть изготовлен в виде бруска, тора или может иметь какую-нибудь более причудливую форму, например «горшка» (описать его словами не так-то просто: представьте себе форму для выпечки пончиков, которая разнимается пополам).

Индуктивности находят наибольшее применение в радиочастотных схемах, где они используются в качестве радиочастотных дросселей, и в резонансных схемах. Пара связанных индуктивностей образует такой интересный элемент, как трансформатор. О нем мы поговорим в следующем разделе.

По сути дела индуктивность — это противоположность конденсатора. Последующие разделы этой главы, в которых вводится такое важное понятие, как *полное сопротивление*, или *импеданс*, покажут вам, в чем эта противоположность проявляется.

1.17. Трансформаторы

Трансформатор — это устройство, состоящее из двух связанных катушек индуктивности (называемых первичной и вторичной обмотками). Напряжение, снимаемое со вторичной обмотки, иное по сравнению с напряжением переменного тока, поданным на первичную обмотку, причем коэффициент изменения (трансформации) пропорционален отношению числа витков обмоток трансформатора. Ток во вторичной обмотке соответственно также отличается от тока в первичной. На рис. 1.43 показано условное обозначение трансформатора с пластинчатым сердечником (трансформаторы такого типа используются для преобразования напряжения переменного тока с частотой 50 или 60 Гц).

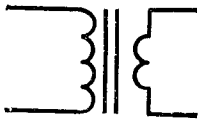


Рис. 1.43.

Трансформатор обладает весьма высоким коэффициентом полезного действия (мощность на его выходе почти равна мощности на входе); в связи с этим повышающий трансформатор обеспечивает рост напряжения при уменьшении тока. Немного забегая вперед, отметим, что трансформатор с отношением числа витков обмоток равным n изменяет полное сопротивление в n^2 раз. Если вторичная обмотка не нагружена, то в первичной протекает очень небольшой ток.

В электронных приборах трансформаторы выполняют две важные функции: во-первых, они преобразуют напряжение переменного тока сети к нужному, обычно более низкому значению, которое можно использовать в схеме, и, во-вторых, они «изолируют» электронную схему от непосредственного контакта с силовой сетью, так как обмотки трансформатора электрически изолированы одна от другой. Выпускаемые промышленностью «силовые трансформаторы» (предназначенные для работы с напряжением силовых сетей, равным 110, 127 или 220 В) обеспечивают разнообразные значения вторичных напряжений и токов: диапазон напряжений включает значения от 1 В до нескольких тысяч вольт, диапазон тока — от нескольких миллиампер до сотен ампер. Трансформаторы, используемые обычно в электронных приборах, обеспечивают диапазон вторичного напряжения от 10 до 50 В, диапазон тока — от 0,1 до 5 А.

Промышленность выпускает также трансформаторы, предназначенные для работы в диапазоне звуковых частот и радиочастот. В диапазоне радиочастот, для узких диапазонов частот, иногда используют резонансные трансформаторы. Интерес представляют трансформаторы для линий передач, о которых мы немного поговорим в гл. 13, в разд. 13.10. Для сердечников высокочастотных трансфоматоров используют специальные материалы или прибегают к специальным конструкциям для того, чтобы уменьшить потери энергии в сердечнике; что же касается сердечников низкочастотных (т. е. силовых) трансформаторов, то их делают тяжелыми и крупногабаритными. Трансформаторы для высоких и низких частот, вообще говоря, не взаимозаменяемы.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

ПОЛНОЕ И РЕАКТИВНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ

Замечание: этот раздел содержит много математических выкладок; при желании их можно пропустить, но ни в коем случае не упускайте из внимания результаты. Схемы с конденсаторами и индуктивностями сложнее, чем рассмотренные ранее резистивные схемы,— их работа зависит от частоты входного сигнала; как мы уже убедились, они искажают такие входные сигналы, как, например, прямоугольные колебания. Тем не менее, оказывается, можно обобщить закон Ома, заменив понятие «сопротивление» понятием «полное сопротивление», или «импеданс», тогда он будет справедлив для любой схемы, в состав которой входят линейные пассивные элементы (резисторы, конденсаторы, индуктивности). Итак, понятия «импеданс» и «реактивное сопротивление» делают закон Ома справедливым для схем, содержащих конденсаторы и индуктивности. Уточним терминологию. Импеданс — это обобщенное или полное сопротивление; индуктивности и конденсаторы обладают *реактивным сопротивлением* (можно сказать, что они реагируют на воздействие); резисторы обладают *сопротивлением* (по аналогии они оказывают сопротивление воздействию). Иными словами, импеданс = сопротивление + реактивное сопротивление (более подробно поговорим об этом позже). Однако можно встретить, например, такое выражение: «импеданс конденсатора на данной частоте составляет...» Дело в том, что в импеданс входит реактивное сопротивление, и поэтому не обязательно говорить «реактивное сопротивление конденсатора», можно сказать и «импеданс конденсатора». На самом деле слово «импеданс» часто употребляют и тогда, когда известно, что речь идет о сопротивлении; например, говорят «импеданс источника» или «выходной импеданс», имея в виду эквивалентное сопротивление некоторого источника. То же самое относится и к «входному импедансу».

В дальнейшем речь пойдет о схемах, для питания которых используется синусоидальный сигнал с определенной частотой. Анализ схем, работающих с сигналами другой формы, требует большей тщательности и предполагает использование уже известных нам методов (например, метода дифференциальных уравнений или метода преобразования Фурье, при котором сигнал представляют в виде ряда синусоид). На практике эти методы редко используются.

1.18. Частотный анализ реактивных схем

Для начала рассмотрим конденсатор, на который подается синусоидальное напряжение источника питания (рис. 1.44). Ток в схеме определяется следующим образом:

$$I(t)=C(dU/dt)=C\omega U_0\cos\omega t.$$

Из этого уравнения следует, что ток имеет амплитуду I и опережает входное напряжение по фазе на 90°. Если не принимать во внимание со-

отношение фаз, то

$$I = U/(1/\omega C).$$

(Напомним, что $\omega = 2\pi f$.) Конденсатор ведет себя как резистор, сопротивление которого зависит от частоты и определяется выражением $R = 1/\omega C$, и, кроме того, ток, протекающий через конденсатор, сдвинут по фазе на 90° относительно напряжения (рис. 1.45). Например, через конденсатор емкостью 1 мкФ, подключенный к силовой сети с напряжением 110 В (эффективное значение) и частотой 60 Гц, будет протекать ток, эффективная амплитуда которого определяется следующим образом: $I = 110/[1/(2\pi \cdot 60 \times \times 10^{-6})] = 41{,}5$ мА (эффективное значение).

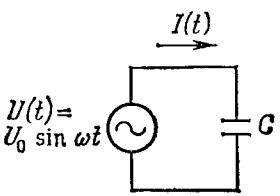


Рис. 1.44.

Замечание: сейчас нам необходимо воспользоваться комплексными переменными; при желании вы можете пропустить математические выкладки, приводимые в последующих разделах, и принять на веру полученные результаты (они выделены в тексте). Не думайте, что подробные алгебраические преобразования, приводимые в этих разделах, необходимы для понимания всего остального материала книги. Это не так — глубокое знание математики похвально, но совсем не обязательно. Следующий раздел, пожалуй, наиболее труден для тех, у кого нет достаточной математической подготовки. Но пусть вас это не огорчает.

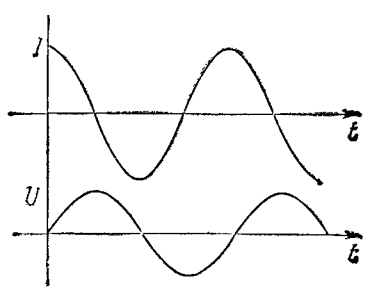


Рис. 1.45.

Определение напряжения и тока с помощью комплексных чисел. Только что вы убедились в том, что в цепи переменного тока, работающей с синусоидальным сигналом некоторой частоты, возможен сдвиг по фазе между напряжением и током. Тем не менее если схема содержит только *линейные* элементы (резисторы, конденсаторы, индуктивности), то амплитуда токов на всех участках схемы пропорциональна амплитуде питающего напряжения. В связи с этим можно попытаться найти некоторые общие выражения тока, напряжения и сопротивления и обобщить тем самым закон Ома. Очевидно, что для того, чтобы определить ток в какой-либо точке схемы, недостаточно задать одно значение — дело в том, что ток характеризуется как амплитудой, так и сдвигом фазы.

Конечно, можно определять амплитуды и фазовые сдвиги напряжений и токов явно, например $U(t) = 23{,}7 \sin(377t + 0{,}38)$, но оказывается, что проще это делать с помощью комплексных чисел. Вместо того чтобы тратить время и силы на сложение и вычитание синусоидальных функций, можно легко и просто складывать и вычитать комплексные

числа. Так как действующие напряжения и токи представляют собой реальные количественные величины, изменяющиеся во времени, следует вывести правило для перевода реальных количественных величин в комплексное представление и наоборот. Напомним еще раз, что мы имеем дело с частотой синусоидального колебания ω, и сформулируем следующие правила:

1. Напряжение и ток *представляются* комплексными величинами $\mathbf{U}$ и $\mathbf{I}$. Напряжение $U_0 \cos(\omega t + \varphi)$ представляется комплексным числом $U_0 e^{j\varphi}$.

2. Для того чтобы получить выражение для *действующего* напряжения и тока, нужно умножить соответствующие комплексные представления на $e^{j\omega t}$ и выделить действительную часть. Это записывается следующим образом: $U(t) = \mathrm{Re}(\mathbf{U}e^{j\omega t})$, $I(t) = \mathrm{Re}(\mathbf{I}e^{j\omega t})$. Иначе говоря,

Напряжение в схеме как функция времени		Комплексное представление
$U_0 \cos(\omega t + \varphi)$	⟷ умножить на $e^{j\omega t}$ и взять действительную часть	$U_0 e^{j\varphi} = a + jb.$

(В электронике символ j используется вместо принятого в алгебре для комплексной переменной символа i, с тем чтобы избежать путаницы с током, который также обозначают символом i). Итак, в общем случае действующие напряжения и токи определяются следующим образом:

$$U(t) = \mathrm{Re}(\mathbf{U}e^{j\omega t}) = \mathrm{Re}(\mathbf{U})\cos\omega t - \mathrm{Im}(\mathbf{U})\sin\omega t,$$
$$I(t) = \mathrm{Re}(\mathbf{I}e^{j\omega t}) = \mathrm{Re}(\mathbf{I})\cos\omega t - \mathrm{Im}(\mathbf{I})\sin\omega t.$$

Например, комплексному напряжению $\mathbf{U} = 5j$ соответствует реальное напряжение

$$U(t) = \mathrm{Re}[5j\cos\omega t + 5j(j)\sin\omega t] = 5\sin\omega t.$$

Реактивное сопротивление конденсаторов и индуктивностей. Принятое соглашение позволяет применять закон Ома для схем, содержащих как резисторы, так и конденсаторы и индуктивности. Определим реактивное сопротивление конденсатора и индуктивности. Нам известно, что $U(t) = \mathrm{Re}(U_0 e^{j\omega t})$. Так как в случае конденсатора справедливо выражение $I = C(dU/dt)$, получим

$$I(t) = -U_0 C\omega \sin\omega t = \mathrm{Re}[U_0 e^{j\omega t}/(-j/\omega C)] = \mathrm{Re}(U_0 e^{j\omega t}/X_C),$$

т. е. для конденсатора

$$X_C = -j\omega C,$$

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

X_C — это реактивное сопротивление конденсатора на частоте ω. Конденсатор емкостью 1 мкФ, например, имеет реактивное сопротивление $-2653j$ Ом на частоте 60 Гц и $-0{,}16j$ Ом на частоте 1 МГц. Для постоянного тока реактивное сопротивление равно бесконечности.

Аналогичные рассуждения для индуктивности дают следующий результат:

$$X_L = j\omega L.$$

Схема, содержащая только конденсаторы и индуктивности, всегда обладает мнимым импедансом; это значит, что напряжение и ток всегда сдвинуты по фазе друг относительно друга на 90° — схема абсолютно реактивна. Если в схеме присутствуют резисторы, то импеданс имеет и действительную часть. Под реактивным сопротивлением подразумевается при этом только мнимая часть импеданса.

Обобщенный закон Ома. Соглашения, принятые для представления напряжений и токов, позволяют записать закон Ома в следующей простой форме:

$$\mathbf{I} = \mathbf{U}/\mathbf{Z}, \quad \mathbf{U} = \mathbf{I}\mathbf{Z},$$

означающей, что напряжение $\mathbf{U}$, приложенное к схеме с импедансом $\mathbf{Z}$, порождает ток $\mathbf{I}$. Импеданс последовательно и параллельно соединенных элементов определяется по тем же правилам, что и сопротивление последовательно и параллельно соединенных резисторов:

$$\mathbf{Z} = \mathbf{Z}_1 + \mathbf{Z}_2 + \mathbf{Z}_3 + \ldots \quad \text{(для последовательного соединения)},$$

$$\mathbf{Z} = \frac{1}{1/\mathbf{Z}_1 + 1/\mathbf{Z}_2 + 1/\mathbf{Z}_3 + \ldots} \quad \text{(для параллельного соединения)}.$$

И в заключение приведем формулы для определения импеданса резисторов, конденсаторов и индуктивностей:

$$\mathbf{Z}_R = R \quad \text{(резистор)},$$
$$\mathbf{Z}_C = -j/\omega C \quad \text{(конденсатор)},$$
$$\mathbf{Z}_L = j\omega C \quad \text{(индуктивность)}.$$

Полученные зависимости позволяют анализировать любые схемы переменного тока с помощью методов, принятых для схем постоянного тока, а именно с помощью закона Ома и формул для последовательного и параллельного соединения элементов. Результаты, которые мы получили при анализе таких схем, как, например, делитель напряжения, сохраняют почти такой же вид. Так же как и для схем постоянного тока, для сложных разветвленных схем переменного тока справедливы законы Кирхгофа; отличие состоит в том, что вместо токов I и напряжений U здесь следует использовать их комплексные представления: сумма падений напряжения (комплексного) в замкнутом контуре равна нулю; сумма токов (комплексных), втекающих в узел, равна сумме токов (комплексных), вытекающих из него. Из последнего правила, как и в случае с цепями постоянного тока, вытекает, что ток (комплексный) в последовательной цепи всюду одинаков.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Упражнение 1.16. Используя формулы для импеданса параллельного и последовательного соединения элементов, выведите формулы (разд. 1.12) для емкости двух конденсаторов, соединенных (а) параллельно, (б) последовательно. Подсказка: допустим, что в каждом случае конденсаторы имеют емкость C_1 и C_2. Запишите выражение для импеданса параллельно и последовательно соединенных элементов и приравняйте его импедансу конденсатора с емкостью C. Найдите C.

Попробуем воспользоваться рекомендованным методом для анализа простейшей цепи переменного тока, которая состоит из конденсатора, к которому приложено напряжение переменного тока. После этого кратко остановимся на вопросе о мощности в реактивных схемах (это будет последний кирпич в фундаменте наших знаний) и рассмотрим простую, но очень полезную схему RC-фильтра.

Представим себе, что к силовой сети с напряжением 110 В (эффективное значение) и частотой 60 Гц подключен конденсатор емкостью 1 мкФ. Какой ток протекает при этом через конденсатор? Воспользуемся обобщенным законом Ома: $\mathbf{Z} = -j/\omega C$. Следовательно, ток можно определить следующим образом: $\mathbf{I} = \mathbf{U}/\mathbf{Z}$. Фаза напряжения произвольна, допустим $\mathbf{U} = A$, т. е. $U(t) = A\cos\omega t$, где амплитуда $A = 110\sqrt{2} \approx \approx 156$ В, тогда $\mathbf{I} = j\omega CA \approx 0{,}059\sin\omega t$. Искомый ток имеет амплитуду 59 мА (эффективное значение составляет 41,5 мА) и опережает напряжение по фазе на 90°. Результат соответствует полученным ранее выводам. Отметим, что если бы нас интересовала только амплитуда тока, то можно было бы не прибегать к комплексным числам: если $\mathbf{A} = \mathbf{B}/\mathbf{C}$, то $A = B/C$, где A, B, C — амплитуды комплексных чисел. То же самое справедливо и для произведения (см. упражнение 1.17). Для нашего случая

$$I = U/Z = \omega CU.$$

Иногда этот прием очень полезен.

Как ни странно, конденсатор в нашем примере мощность не рассеивает. Его подключение к сети не приводит к увеличению показаний счетчика электроэнергии. Разгадку этой «тайны» вы узнаете, прочитав следующий раздел. А затем мы продолжим анализ схем, содержащих резисторы и конденсаторы, с помощью обобщенного закона Ома.

Упражнение 1.17. Докажите, что если $\mathbf{A} = \mathbf{BC}$, то $A = BC$, где A, B, C — амплитуды комплексных чисел. Подсказка: представьте каждое комплексное число в форме $\mathbf{A} = Ae^{j\Phi}$.

Мощность в реактивных схемах. Мгновенное значение мощности, потребляемой любым элементом схемы, определяется произведением $P = UI$. Однако в реактивных схемах, где напряжение U и ток I связаны между собой не простой пропорциональной зависимостью, просто перемножить их нельзя. Дело в том, что могут возникать странные явления, например, знак произведения может изменяться в течение одного периода сигнала переменного тока. Такой пример показан на

рис. 1.46. На интервалах A и C на конденсатор поступает некоторая мощность (правда, скорость ее изменения переменна), и благодаря этому он заряжается; накапливаемая конденсатором энергия увеличивается (мощность — это скорость изменения энергии). На интервалах B и D потребляемая мощность имеет отрицательный знак — конденсатор

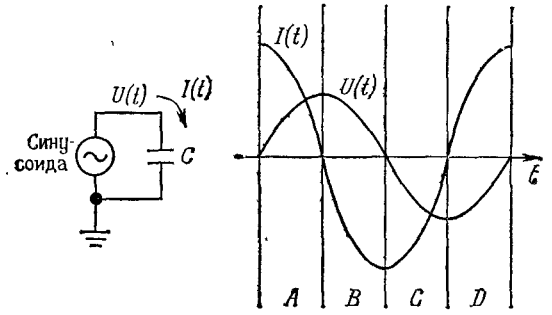


Рис. 1.46.

разряжается. Средняя мощность за период для нашего примера равна нулю; этим свойством обладают все реактивные элементы (индуктивности, конденсаторы и всевозможные их комбинации). Если вы знакомы с интегралами от тригонометрических функций, то следующее упражнение поможет вам доказать это свойство.

Упражнение 1.18. (дополнительное). Докажите, что схема в среднем за полный период не потребляет мощности, если протекающий через нее ток сдвинут по фазе относительно питающего напряжения на 90°.

Как определить среднюю потребляемую мощность для произвольной схемы? В общем случае можно просуммировать произведения UI и разделить сумму на длительность истекшего интервала времени. Иными словами,

$$P = \frac{1}{T}\int_0^T U(t)\, I(t)\, dt,$$

где T — полный период времени. Практически так мощность почти никогда не определяют. Нетрудно доказать, что средняя мощность определяется следующим выражением: [1]

$$P = \mathrm{Re}\,(\mathbf{U}^*\mathbf{I}) = \mathrm{Re}\,(\mathbf{U}\mathbf{I}^*),$$

где $\mathbf{U}$ и $\mathbf{I}$ — эффективные комплексные значения напряжения и тока.

Рассмотрим пример. Допустим, что в предыдущей схеме конденсатор питается синусоидальным напряжением, эффективное значение которого равно 1 В. Для простоты будем выполнять все преобразования с эффективными значениями. Итак: $\mathbf{U}=1$, $\mathbf{I}=\mathbf{U}/(j/\omega C)=-j\omega C$, $P=$

[1] Звездочкой обозначены комплексно-сопряженные величины.— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

$=\mathrm{Re}\,[\mathbf{U}\mathbf{I}^*]=\mathrm{Re}\,(j\omega C)=0$. Мы получили, что средняя мощность, как и утверждалось, равна нулю.

А теперь рассмотрим схему, показанную на рис. 1.47. Выполним ряд преобразований:

$$\mathbf{Z} = R + (1/j\omega C) = R - (j/\omega C), \quad \mathbf{U} = U_0,$$
$$\mathbf{I} = \mathbf{U}/\mathbf{Z} = U_0/[R - (j/\omega C)] = U_0\,[R + (j/\omega C)]/[R^2 + (1/\omega^2 C^2)],$$
$$P = \mathrm{Re}\,(\mathbf{U}\mathbf{I}^*) = U_0^2 R/[R^2 + (1/\omega^2 C^2)].$$

Во второй строке преобразований, при определении тока $\mathbf{I}$, мы умножили числитель и знаменатель на комплексное число, сопряженное знаменателю, для того чтобы получить в знаменателе действительное число. Полученная величина меньше, чем произведение амплитуд $\mathbf{U}$ и $\mathbf{I}$; ее отношение к этому произведению называют *коэффициентом мощности*:

$$|\mathbf{U}|\,|\mathbf{I}| = U_0^2/[R^2 + (1/\omega^2 C^2)]^{1/2},$$

$$\text{Коэффициент мощности} = \frac{\text{мощность}}{|\mathbf{U}|\,|\mathbf{I}|} = \frac{R}{[R^2 + (1/\omega^2 C^2)]^{1/2}}.$$

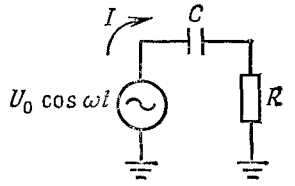


Рис. 1.47.

Коэффициент мощности — это косинус угла, определяющего сдвиг фаз напряжения и тока, он лежит в диапазоне от 0 (для реактивной схемы) до 1 (для резистивной схемы). Если коэффициент мощности меньше 1, то это значит, что в схеме присутствует реактивный элемент.

Упражнение 1.19. Докажите, что вся средняя мощность предыдущей схемы рассеивается на резисторе. Для того чтобы решить эту задачу, нужно определить величину отношения U^2/R. Определите, чему будет равна эта мощность в ваттах, если цепь, состоящая из последовательно соединенных конденсаторов емкостью 1 мкФ и резистора сопротивлением 1 кОм, подключена к силовой сети с эффективным напряжением 110 В (частота 60 Гц).

Коэффициент мощности играет немаловажную роль в распределении больших мощностей, так как реактивные токи не передают нагрузке никакой полезной мощности, зато вызывают нагрев в сопротивлениях проводов генераторов и трансформаторов (температура нагрева пропорциональна I^2R). Бытовые потребители электроэнергии платят только за «действительную» потребляемую мощность $[\mathrm{Re}\,(\mathbf{U}\mathbf{I}^*)]$, а промышленные потребители — с учетом коэффициента мощности. Вот почему большие предприятия для погашения влияния индуктивных реактивных сопротивлений производственного оборудования (моторов) сооружают специальные конденсаторные блоки.

Упражнение 1.20. Покажите, что последовательное подключение конденсатора емкостью $C = 1/\omega^2 L$ к последовательной RL-цепи делает коэффициент мощности этой цепи равным единице. Затем рассмотрите параллельную цепь и параллельно подключенный конденсатор.

1.19. *RC*-фильтры

Благодаря тому что импеданс конденсатора, равный $\mathbf{Z}_C = -j/\omega C$, зависит от частоты, с помощью конденсаторов и резисторов можно строить частотно-зависимые делители напряжения, которые будут пропускать только сигналы нужной частоты, а все остальные подавлять. В этом разделе вы познакомитесь с примерами простейших *RC*-фильтров, к которым мы будем неоднократно обращаться в дальнейшем. В гл. 4 и приложении 3 описаны более сложные фильтры.

Фильтры высоких частот. На рис. 1.48 показан делитель напряжения, состоящий из конденсатора и резистора. Согласно закону Ома для комплексных величин,

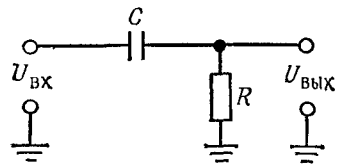


Рис. 1.48.

$$\mathbf{I} = \frac{\mathbf{U}_{вх}}{\mathbf{Z}_{полн}} = \frac{\mathbf{U}_{вх}}{R - (j/\omega C)} = \frac{U_{вх}[R + (j/\omega C)]}{R^2 + (1/\omega^2 C^2)}.$$

(Окончательный результат получен после умножения числителя и знаменателя на комплексное число, сопряженное знаменателю.) Итак, напряжение на резисторе R равно

$$\mathbf{U}_{вых} = \mathbf{I}\mathbf{Z}_R = \mathbf{I}R = \frac{\mathbf{U}_{вх}[R + (j/\omega C)]}{R^2 + (1/\omega^2 C^2)} R$$

Чаще всего нас интересует не фаза, а амплитуда $U_{вых}$:

$$U_{вых} = (\mathbf{U}_{вых}\mathbf{U}^*_{вых})^{1/2} = U_{вх}R/[R^2 + (1/\omega^2 C^2)]^{1/2}.$$

Сравните полученный результат с выражением для резистивного делителя:

$$U_{вых} = U_{вх}R_1/(R_1 + R_2).$$

Векторное представление импеданса *RC*-цепи (рис. 1.49) показано на рис. 1.50. Итак, если не принимать во внимание сдвиг фаз, а рассматривать только модули комплексных амплитуд, то «отклик» схемы будет определяться следующим образом:

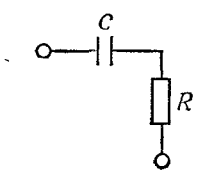


Рис. 1.49.

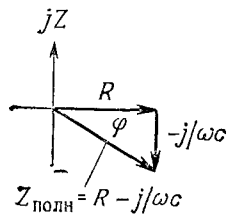


Рис. 1.50.
$[|Z_{полн}| = \sqrt{R^2 + (1/\omega^2 c^2)};\ \varphi = \mathrm{arctg}[(-1/\omega c)/R]$.

$$U_{вых} = U_{вх}R/[R^2 + (1/\omega^2 C^2)]^{1/2} = U_{вх}2\pi fRC/[1 + (2\pi fRC)^2]^{1/2}.$$

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

График этой зависимости представлен на рис. 1.51. Такой же результат мы бы получили, если бы определили отношение *модулей* импедансов как в упражнении 1.17 и в примере перед этим упражнением; числитель представляет собой модуль импеданса нижнего плеча делителя R, а знаменатель — модуль импеданса последовательного соединения R и C.

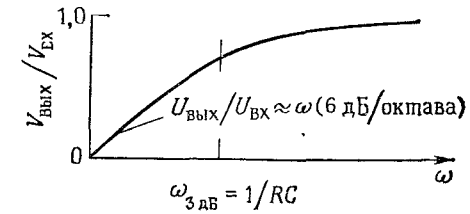


Рис. 1.51. Частотная характеристика фильтра высоких частот.

Как вы видите, на высоких частотах выходное напряжение приблизительно равно входному: $\omega \gtrsim 1/RC$, а на низких частотах выходное напряжение уменьшается до нуля. Мы пришли к важному результату, запомните его. Подобная схема, по понятным причинам, называется фильтром высоких частот. На практике ее используют очень широко. Например, в осциллографе предусмотрена возможность связи по переменному току между исследуемой схемой и входом осциллографа. Эта связь обеспечивается с помощью фильтра высоких частот, имеющего перегиб характеристики в области 10 Гц (связь по переменному току используют для того, чтобы рассмотреть небольшой сигнал на фоне большого напряжения постоянного тока).

Обратите внимание, что конденсатор не пропускает ток ($f = 0$). Самый распространенный пример использования конденсатора — это использование его в качестве *блокирующего конденсатора* постоянного тока. Если возникает необходимость обеспечить связь между усилителями, то почти всегда прибегают к помощи конденсатора. Например, у любого усилителя звуковой частоты высокого класса все входы имеют емкостную связь, так как заранее не известно, какой уровень постоянного тока будут иметь входные сигналы. Для обеспечения связи необходимо подобрать R и C таким образом, чтобы все нужные частоты поступали на вход без потерь (без деления на входе).

Часто, например при конструировании фильтров, возникает необходимость определить импеданс конденсатора на некоторой частоте. На рис. 1.52 представлен очень полезный график, охватывающий большой диапазон емкостей и частот для зависимости $|\mathbf{Z}| = 1/2\pi fC$.

В качестве примера рассмотрим фильтр, показанный на рис. 1.53. Это фильтр высоких частот с точкой перегиба (3 дБ) на частоте 15,9 кГц. Импеданс нагрузки, подключаемой к фильтру, должен быть значительно больше 1 кОм, иначе нагрузка будет искажать выходное напряжение фильтра. Источник сигнала должен обеспечивать возможность подключения нагрузки 1 кОм без значительной аттенюации (потери амплитуды сигнала), иначе фильтр будет искажать выход источника сигнала.

Фильтры низких частот. Если поменять местами R и C (рис. 1.54), то фильтр будет вести себя противоположным образом в

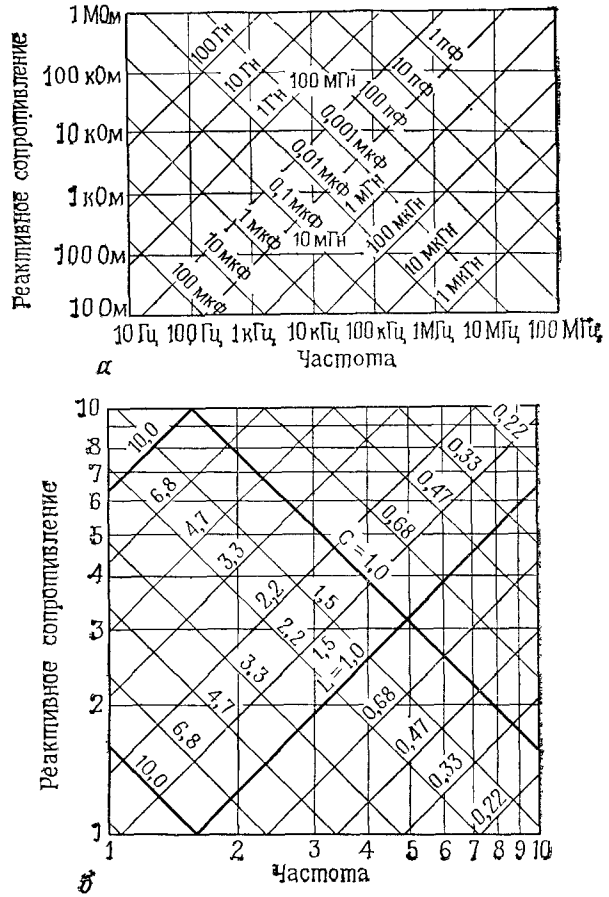


Рис. 1.52. Изменение реактивного сопротивления индуктивностей и конденсаторов в зависимости от частоты. Все декады одинаковы и отличаются лишь масштабом (*а*). Увеличенное изображение одной декады из графика *а*; график построен для стандартных компонентов, имеющих точность 20% (*б*).

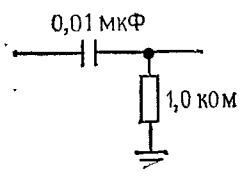


Рис. 1.53.

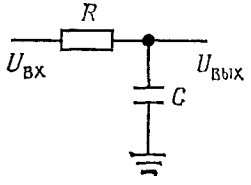


Рис. 1.54.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

отношении частоты. Можно показать, что $U_{вых}=[1/(1+\omega^2R^2C^2)^{1/2}]U_{вх}$. График этой зависимости представлен на рис. 1.55. Такой фильтр называют фильтром низких частот. Точка —3 дБ на характеристике фильтра находится на частоте $f=1/2\pi RC$.

Фильтры низких частот находят очень широкое применение. Например, их используют для устранения влияния близлежащих радиостанций на работу усилителей звуковых частот и других чувствительных электронных приборов.

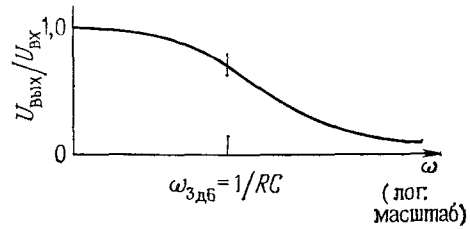


Рис. 1.55. Частотная характеристика фильтра низких частот.

Упражнение 1.21. Докажите справедливость выражения для выходного напряжения фильтра низких частот.

Выход фильтра низких частот можно рассматривать в качестве самостоятельного источника сигналов. При использовании идеального источника напряжения переменного тока (с нулевым импедансом) фильтр со стороны выхода на низких частотах имеет сопротивление 1 кОм (при расчетах полных сопротивлений идеальный источник сигналов можно заменить коротким замыканием, т. е. его нулевым импедансом для малого сигнала). В выходном импедансе фильтра преобладает емкостная составляющая, и на высоких частотах он становится равным нулю. Для входного сигнала фильтр представляет собой нагрузку, состоящую на низких частотах из сопротивления 1 кОм и сопротивления нагрузки, а на высоких частотах — нагрузку, равную просто сопротивлению 1 кОм.

Частотные характеристики дифференцирующих и интегрирующих RC-цепей. Схема дифференцирующей *RC*-цепи, которую мы рассмотрели в разд. 1.14, имеет такой же вид, как и схема фильтра высоких частот. Для того чтобы выходной сигнал был небольшим по сравнению с входным, частота должна быть значительно ниже, чем в точке —3 дБ. В этом легко убедиться. Допустим, что входной сигнал равен $U_{вх}=\sin\omega t$. Воспользуемся уравнением, которое мы получили ранее для выхода дифференциатора:

$$U_{вых}=RC\frac{d}{dt}\sin\omega t=\omega RC\cos\omega t.$$

Отсюда $U_{вых}\ll U_{вх}$, если $\omega RC\ll 1$, т. е. $RC\ll 1/\omega$. Если входной сигнал содержит некоторый диапазон частот, то условие должно выполняться для самых высоких частот входного диапазона.

Схема интегрирующей *RC*-цепи (разд. 1.15) имеет такой же вид, как и схема фильтра низких частот; аналогично в хорошем интеграторе самые низкие частоты входного сигнала должны существенно превышать частоту в точке —3 дБ.

Индуктивности и конденсаторы. На практике *LC*-фильтры высоких и низких частот встречаются крайне редко, хотя индуктивности в сочетании с резисторами образуют прекрасные схемы фильтров. Это связано с тем, что индуктивности более громоздки и дороги, а работают хуже, чем конденсаторы (их характеристики более существенно отличаются от идеальных). Если есть возможность выбора, то предпочтение лучше отдать конденсатору. Исключением из этой общей рекомендации являются ферритовые бусины (маленькие тороидальные сердечники) и дроссели в высокочастотных схемах. Несколько бусин нанизывают на провод, благодаря этому соединение, выполненное с помощью провода, становится в некоторой степени индуктивным; импеданс на высоких частотах увеличивается и предотвращает «колебания» в схеме, при этом, в отличие от *RC*-фильтра, активное сопротивление схемы не увеличивается. Радиочастотный дроссель — это катушка, состоящая из нескольких витков провода и ферритового сердечника и используемая с той же целью в радиочастотных схемах.

1.20. Векторные диаграммы

Для анализа реактивных схем очень удобен один графический метод. В качестве примера рассмотрим тот факт, что *RC*-фильтр на частоте $f=1/2\pi RC$ обеспечивает ослабление на 3 дБ. Этот результат мы получили в разд. 1.19. Он справедлив как для фильтров высоких частот, так и для фильтров низких частот. На первый взгляд этот факт может показаться странным, так как на этой частоте реактивное сопротивление конденсатора равно сопротивлению резистора и можно предположить, что ослабление должно составлять 6 дБ. К такому же результату вы придете, если замените конденсатор резистором с таким же, как у конденсатора, импедансом (напомним, что ослабление 6 дБ означает уменьшение напряжения вдвое). Дело в том, что нужно учитывать реактивность конденсатора, и в этом как раз может помочь векторная диаграмма (рис. 1.56). Вдоль осей откладываются действительная (активная или резистивная) и мнимая (реактивная или емкостная) компоненты импеданса. На такой же плоскости можно изображать напряжение (комплексное) в последовательных цепях подобного типа, так как ток в такой цепи во всех точках одинаков. Итак, в нашей схеме (будем рассматривать ее в качестве *RC*-делителя напряжения) входное напряжение (приложенное к последовательному соединению резистора R и конденсатора C) пропорционально длине гипотенузы, а выходное напряжение (снимаемое с резистора R) — длине стороны R треугольника. Диаграмма соответствует такой частоте, при которой модуль реактивного сопротивления конденсатора равен R, т. е. $f=1/2\pi RC$. Из диаграммы видно, что отношение выходного напряжения ко входному составляет $1/\sqrt{2}$, т. е. —3 дБ.

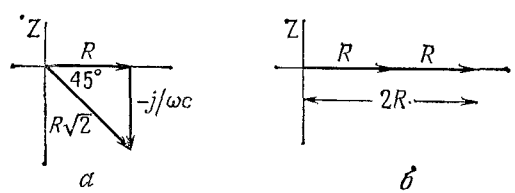


Рис. 1.56. *а* — *RC*-фильтр в точке 3 дБ; *б* — резистивный делитель: $R_1=R_2=R$(—6 дБ).

Угол между векторами определяет фазовый сдвиг между входным и выходным напряжением. Например, в точке 3 дБ выходная амплитуда равна входной, поделенной на $\sqrt{2}$, а сам выходной сигнал опережает входной по фазе на 45°. Графически метод дает наглядное представление о величинах амплитуд и соотношении фаз в *RLC*-цепях. Например, с помощью этого метода можно определить характеристику фильтра высоких частот, которую мы уже получили раньше с помощью алгебраических преобразований.

Упражнение 1.22. Пользуясь методом векторной диаграммы, получите характеристику *RC*-фильтра высоких частот:

$$U_{\text{вых}}=\frac{R}{[R^2+(1/\omega^2C^2)]^{1/2}}U_{\text{вх}}.$$

Упражнение 1.23. На какой частоте ослабление *RC*-фильтра низких частот будет равно 6 дБ (выходное напряжение равно половине входного)? Чему равен фазовый сдвиг на этой частоте?

Упражнение 1.24. Пользуясь методом векторной диаграммы, получите характеристику фильтра низких частот, выведенную выше алгебраическим путем.

В следующей главе (разд. 2.08) приводится интересный пример использования векторной диаграммы для построения фазосдвигающей схемы, дающей постоянную амплитуду.

1.21. «Полюсы» и наклон в пределах октавы

Еще раз рассмотрим характеристику *RC*-фильтра низких частот (рис. 1.55). Вправо от точки перегиба графика выходная амплитуда убывает пропорционально $1/f$. В пределах одной октавы (одна октава, как в музыке, соответствует изменению частоты вдвое) выходная амплитуда уменьшается вдвое, т. е. ослабление составляет —6 дБ; следовательно, простой *RC*-фильтр обеспечивает ослабление 6 дБ/октаву. Можно конструировать фильтры, состоящие из нескольких *RC*-секций: тогда получим значения спада 12 дБ/октава (для двух *RC*-секций), 18 дБ/октава (для трех секций) и т. д. Так обычно описывают поведение фильтра на частотах, лежащих за пределами полосы пропускания. Если фильтр состоит, например, из трех *RC*-секций, то его часто называют «трехполюсным». (Слово «полюс» связано с методом анализа схем, который не рассматривается в этой книге. В нем используется комплексная передаточная функция на комплексной частотной плоскости, которую инженеры называют *s*-плоскостью.)

При работе с многокаскадными фильтрами следует учитывать одну особенность. Каждый новый каскад существенно нагружает предыдущий (так как они идентичны между собой), и это приводит к тому, что результирующая характеристика не является простой совокуп-

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

ностью характеристик составляющих каскадов. Напомним, что при выводе характеристики простого RC-фильтра мы условились, что источник имеет нулевой импеданс, а нагрузка — бесконечный. Один из способов устранения влияния каскадов друг на друга состоит в том, чтобы каждый последующий каскад имел значительно больший импеданс, чем предыдущий. Еще эффективнее использовать в качестве межкаскадных буферов активные схемы на транзисторах или операционных усилителях (ОУ), т. е. строить активные фильтры. Этим вопросам посвящены гл. 2—4.

1.22. Резонансные схемы и активные фильтры

Конденсаторы, которые используются в специальных схемах, называемых активными фильтрами, а также в сочетании с индуктивностями, позволяют «заострять» частотную характеристику схемы (по сравнению с пологой характеристикой RC-фильтра характеристика такой схемы на некоторой частоте имеет большой резкий всплеск). Подобные схемы находят применение в устройствах, работающих в диапазоне звуковых частот и радиочастот. Итак, познакомимся с LC-цепями (подробному анализу этих цепей и активных фильтров посвящены гл. 4 и приложение 3).

Начнем со схемы, представленной на рис. 1.57. На частоте f реактивное сопротивление LC-контура равно

$$\frac{1}{\mathbf{Z}_{LC}}=\frac{1}{\mathbf{Z}_L}+\frac{1}{\mathbf{Z}_C}=\frac{1}{j\omega L}-\frac{\omega C}{j}=j\left(\omega C-\frac{1}{\omega L}\right),$$

$$\text{или } \mathbf{Z}_{LC}=j/[(1/\omega L)-\omega C].$$

LC-контур в сочетании с резистором R образует делитель напряжения; в связи с тем что индуктивность и конденсатор противоположным

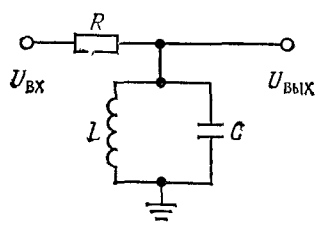


Рис. 1.57.

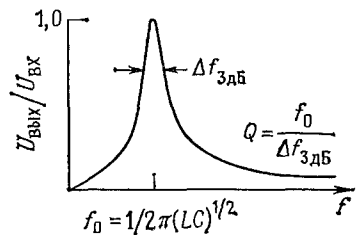


Рис. 1.58.

образом реагируют на изменение частоты, импеданс параллельной LC-цепи на частоте $f_0=1/2\pi(LC)^{1/2}$ стремится к бесконечности — на характеристике при этом значении частоты должен наблюдаться резкий всплеск. График такой характеристики представлен на рис. 1.58.

В действительности пик характеристики сглажен за счет потерь в индуктивности и конденсаторе, однако если схема сконструирована хорошо, то эти потери очень невелики. Если же хотят специально сгладить характеристику, то в схему включают дополнительный резистор, ухудшающий добротность контура Q. Такая схема называется параллельным резонансным LC-контуром или избирательной схемой. Она широко используется в радиотехнике для выделения из всего частотного диапазона сигналов некоторой частоты усиления (L или C могут быть переменными, и с их помощью можно настраивать резонансный контур на определенную частоту). Чем выше импеданс источника, тем острее пик характеристики; как вы вскоре убедитесь, в качестве источника принято использовать устройство типа источника тока. Коэффициент добротности Q позволяет оценивать характеристику контура: чем больше добротность, тем острее характеристика. Добротность равна резонансной частоте, поделенной на ширину пика, определенную по точкам —3 дБ.

Другой разновидностью LC-схем является последовательная LC-схема (рис. 1.59). Используя выражения для импеданса, можно пока-

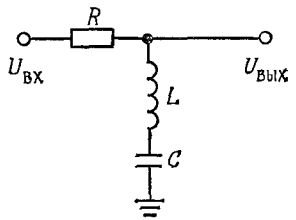


Рис. 1.59.

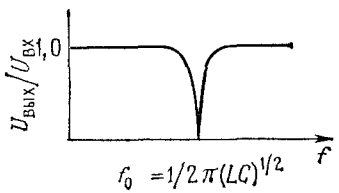


Рис. 1.60.

зать, что импеданс последовательной LC-схемы стремится к нулю на частоте $f_0=1/2\pi(LC)^{1/2}$; такая схема на резонансной частоте или вблизи нее как бы «захватывает» сигнал и заземляет его. Эта схема, так же как и предыдущая, применяется в основном в радиотехнике. На рис. 1.60 изображена ее характеристика.

Упражнение 1.25. Выведите выражение для характеристики (определяющей зависимость отношения $U_{вых}/U_{вх}$ от частоты) схемы с последовательным LC-контуром, показанной на рис. 1.56.

1.23. Другие примеры использования конденсаторов

Конденсаторы являются необходимым компонентом не только для фильтров, резонансных, дифференцирующих и интегрирующих схем, но и для ряда других немаловажных схем. Более подробно мы поговорим об этих схемах позже, а сейчас просто ознакомимся с ними.

Шунтирование. Импеданс конденсатора уменьшается с увеличением частоты. На этом основано использование конденсатора в качестве шунта. Бывают такие случаи, что на некоторых участках схемы должно присутствовать только напряжение постоянного или медленно меняющегося тока. Если к этому участку схемы (обычно резистору) параллельно подключить конденсатор, то все сигналы переменного

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

тока на резисторе будут устранены. Конденсатор выбирают так, чтобы его импеданс был малым для шунтируемого сигнала. В последующих главах вы встретите множество примеров шунтирования сигналов с помощью конденсатора.

Фильтрация в источниках питания. Обычно, говоря о фильтрации в источниках питания, имеют в виду накопление энергии. Практически при фильтрации происходит шунтирование сигналов. В электронных схемах обычно используют напряжение постоянного тока, которое получают путем *выпрямления* напряжения переменного тока сети (процесс выпрямления мы рассмотрим дальше в этой главе). Часть составляющих входного напряжения, которое имело частоту 60 (50) Гц, остается и в выпрямленном напряжении, от них можно избавиться, если предусмотреть шунтирование с помощью больших конденсаторов. Шунтирующие конденсаторы — это как раз те круглые блестящие элементы, которые можно увидеть внутри большинства электронных приборов. О том, как конструировать источники питания и фильтры, мы поговорим позже в этой главе, а затем, в гл. 5, еще раз вернемся к этому вопросу.

Синхронизация и генерация сигналов. Если через конденсатор протекает постоянный ток, то при заряде конденсатора формируется линейно нарастающий сигнал. Это явление используют в генераторах линейно изменяющихся и пилообразных сигналов, в генераторах функций, схемах развертки осциллографов, в аналого-цифровых преобразователях и схемах задержки. Для синхронизации используют также *RC*-цепи, и на их основе строят цифровые схемы задержки (ждущие мультивибраторы). Во многих областях электроники используют конденсаторы для синхронизации и генерации сигналов, и именно об этих применениях конденсаторов вы более подробно узнаете из гл. 3, 4, 8 и 9.

1.24. Обобщенная теорема Тевенина об эквивалентном преобразовании (эквивалентном генераторе)

Для схем, включающих конденсаторы и индуктивности, теорема об эквивалентном преобразовании должна быть сформулирована следующим образом: всякая схема, имеющая два вывода и содержащая резисторы, конденсаторы, индуктивности и источники сигналов, эквивалентна цепи, представляющей собой последовательное соединение одного комплексного импеданса и одного источника сигнала. Как и прежде, эквивалентный импеданс и источник определяют по выходному напряжению разомкнутой цепи и по току короткого замыкания.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

ДИОДЫ И ДИОДНЫЕ СХЕМЫ

1.25. Диоды

Элементы, которые мы рассматривали до сих пор, относятся к *линейным*. Это значит, что удвоение приложенного сигнала (скажем, напряжения) вызывает удвоение отклика (скажем, тока). Этим свойством обладают даже реактивные элементы, конденсаторы и индуктивности. Рассмотренные элементы являются также *пассивными*, т. е. они не имеют встроенного источника энергии. И, кроме того, все эти элементы имеют по два вывода.

Рис. 1.61.

Диод (рис. 1.61) представляет собой пассивный нелинейный элемент с двумя выводами. Вольт-амперная характеристика диода показана на рис. 1.62. (Придерживаясь принятого нами подхода, не будем объяснять физику явлений, определяющих функционирование этого элемента.)

На условном обозначении направление стрелки диода (так обозначают анод элемента) совпадает с направлением тока. Обратный ток для диодов общего применения измеряется в наноамперах (обратите внимание на разный масштаб измерений по оси абсцисс для прямого и обратного тока), и его, как правило, можно не принимать во внимание до тех пор, пока напряжение на диоде не достигнет значения напряжения пробоя (это напряжение называют также пиковым обратным напряжением). Для диодов общего назначения типа 1N914 напряжение пробоя составляет обычно 75 В. (Как правило, на диод подают такое напряжение, которое не может вызвать пробой; исключение составляет упомянутый ранее зенеровский диод.) Чаще всего падение напряжения на диоде, обусловленное прямым током через него, составляет от 0,5 до 0,8 В. Таким падением напряжения можно пренебречь, и тогда диод можно рассматривать как проводник, пропускающий ток только в одном направлении. К другим важнейшим характеристикам, отличающим существующие типы диодов друг от друга, относят: максимальный прямой ток, емкость, ток утечки и время восстановления обратного сопротивления (см. табл. 1.1, в которой приведены характеристики некоторых типов диодов).

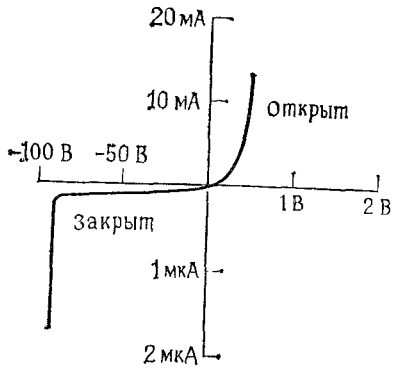


Рис. 1.62.

Прежде чем начинать рассматривать схемы, содержащие диоды, отметим два момента: 1) диод не обладает сопротивлением в указанном выше смысле (не подчиняется закону Ома); 2) схему, содержащую диоды, нельзя заменить эквивалентной.

1.26. Выпрямление

Выпрямитель преобразует переменный ток в постоянный; выпрямительные схемы являются самыми простыми и наиболее полезными в практическом отношении диодными схемами (иногда диоды даже называют выпрямителями). Простейшая выпрямительная схема показана на рис. 1.63. Для синусоидального входного напряжения, значительно

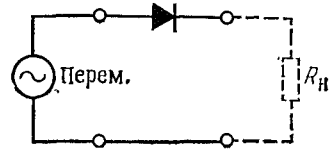


Рис. 1.63.

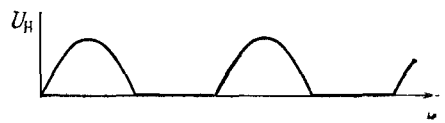


Рис. 1.64.

превышающего прямое напряжение диода (обычно в выпрямителях используют кремниевые диоды, для которых прямое напряжение составляет 0,6 В), выходное напряжение будет иметь вид, показанный на рис. 1.64. Если вы вспомните, что диод — это проводник, пропускающий ток только в одном направлении, то нетрудно понять, как работает схема выпрямителя. Представленная схема называется *однополупериодным выпрямителем*, так как она использует только половину входного сигнала (половину периода).

На рис. 1.65 представлена схема двухполупериодного выпрямителя, а на рис. 1.66 показан ее выходной сигнал. Из графика видно, что входной сигнал используется при выпрямлении полностью. На графике выходного напряжения наблюдаются интер-

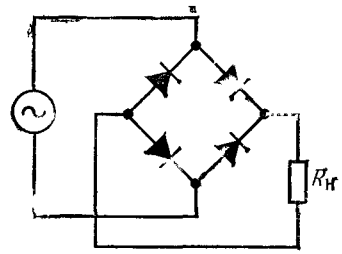


Рис. 1.65.

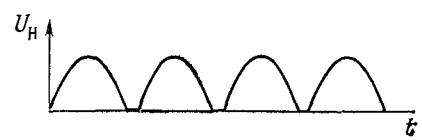


Рис. 1.66.

валы с нулевым значением напряжения, они обусловлены прямым напряжением диодов. В рассматриваемой схеме два диода всегда подключены последовательно к входу; об этом следует помнить при разработке низковольтных источников питания.

1.27. Фильтрация в источниках питания

Выпрямленные сигналы, полученные в предыдущем разделе, еще не могут быть использованы как сигналы постоянного тока. Дело в том, что их можно считать сигналами постоянного тока только в том отношении, что они не изменяют свою полярность. На самом деле в них

Таблица 1.1

Диоды

Тип	$U_{обр}$ (макс.), В [а]	$I_{обр}$ (макс.), мкА [б]	Средние значения за неограниченный интервал времени		Пиковые значения		Время восстановления обратного сопротивления, не	Емкость (10 В), пФ	Класс	Примечания
			$U_{прям}$, В	$I_{прям}$, мА	$U_{прям}$, В	$I_{прям}$, А				
PAD-1	120	1 пА при 20 В	0,8	5	—	—	—	0,8	Самый малый ток $I_{обр}$	Siliconix
			—	—	1,1	0,05		1,2	Очень малый ток $I_{обр}$	1 пА при 5 В; 10 пА при 15 В
FJT1100	30	0,001								
IN3595	150	3	0,7	10	<1,0	0,2	3000	8,0	Малый ток $I_{обр}$	1 нА при 125 В
IN914 } IN4148 }	75	5	0,75	10	1,1	0,1	4	1,3	Сигнальный диод широкого применения	Промышленный стандарт
IN6263	60	10	0,4	1	0,7	0,01	0	1,0	Диод Шоттки: малое напряжение $U_{прям}$	
IN3062	75	50	<1,0	20	—	—	2	0,6	Сигнальный диод, малая емкость	1,0 пФ при 0 В
IN4305	75	50	0,6	1	—	—	4	1,5		
IN4002	100	50	0,9	1000	2,3	25	3500	15	Гарантируется $U_{прям}$	Группа из 7 диодов
IN4007	1000	50	0,9	1000	2,3	25	5000	10	Выпрямительный на 1 А	Для проводного монтажа
IN5625	400	50	1,1	5000	2,0	50	2500	45	Выпрямительный на 5 А	
IN1183A	50	1000	1,1	40000	1,3	100	—	—	Выпрямитель на большие токи	Выпрямитель противоположной полярности IN1183RA [в]

[а] $U_{обр}$ (макс.) — значение допустимого периодического пикового напряжения при 25°С и токе утечки 10 мкА. [б] $I_{обр}$ (макс.) — максимальный обратный ток при напряжении $U_{обр}$ (макс.) и температуре окружающей среды 100°С. [в] Мощные диоды 1N1183A и 1N1183RA «реверсированы» конструктивно — у одного на корпусе «+», у другого — «—». *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

присутствует большое количество «пульсаций» (периодических колебаний напряжения относительно постоянного значения), которые необходимо сгладить для того, чтобы получить настоящее напряжение постоянного тока. Для этого схему выпрямителя нужно дополнить фильтром низких частот (рис. 1.67). Вообще говоря, последовательный резистор здесь не нужен, и его, как правило, не включают в схему (если же резистор присутствует, то он имеет очень маленькое сопротивление и служит для ограничения пикового тока выпрямителя). Дело в том, что диоды предотвращают протекание тока разряда конденсаторов, и последние служат скорее как накопители энергии, а не как элементы классического фильтра низких частот. Энергия, накопленная конденсатором, определяется выражением $W=\frac{1}{2}CU^2$. Если емкость C измеряется в фарадах, а напряжение U — в вольтах, то энергия W будет измеряться в джоулях (в ваттах в 1 с).

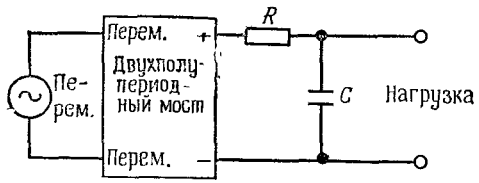


Рис. 1.67.

Конденсатор подбирают так, чтобы выполнялось условие $R_нC \gg 1/f$ (где f — частота пульсаций, в нашем случае 120 Гц), тогда будет обеспечено ослабление пульсаций. В следующем разделе мы поясним это утверждение.

Определение напряжения пульсаций. Приблизительно определить напряжение пульсаций нетрудно, особенно если оно невелико по сравнению с напряжением постоянного тока (рис. 1.68). Нагрузка вызывает разряд конденсатора, который происходит в промежутке между циклами (или половинами циклов для двухполупериодного выпрямления) выходного сигнала. Если предположить, что ток через нагрузку остается постоянным (это справедливо для небольших пульсаций), то $\Delta U=(I/C)\Delta t$ (напомним, что $I=C(dU/dt)$). Подставим значение $1/f$ (или $1/2f$ для двухполупериодного выпрямления) вместо Δt (такая замена допустима, так как конденсатор начинает снова заряжаться меньше, чем через половину цикла). Получим

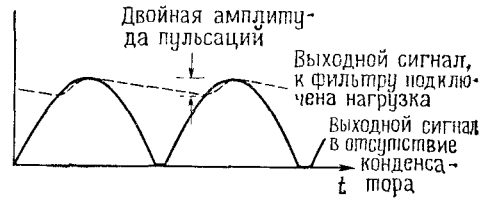


Рис. 1.68.

$$\Delta U = I_{нагр}/fC \quad \text{(однополупериодное выпрямление)},$$
$$\Delta U = I_{нагр}/2fC \quad \text{(двухполупериодное выпрямление)}.$$

Если воспользоваться экспоненциальной функцией, определяющей изменение напряжения на конденсаторе при его разряде, то результат получим неправильным по следующим причинам:

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

1. Разряд конденсатора описывается экспоненциальной зависимостью только в том случае, если нагрузка резистивна; в большинстве случаев это не так. Часто на выходе выпрямителя устанавливают *стабилизатор напряжения*, который обеспечивает постоянство выпрямленного напряжения — он выступает в роли нагрузки, через которую протекает постоянный ток.
2. Для источников питания используют, как правило, конденсаторы с точностью 20% и более. При разработке схем следует учитывать разброс параметров компонентов и для страховки производить расчет для наиболее неблагоприятного сочетания их значений.

В таком случае, если считать, что в начальный момент разряд конденсаторов происходит по линейному закону, приближение будет весьма точным, особенно если пульсации невелики. Неточности приближения приводят лишь к некоторой перестраховке — они проявляются в завышении расчетного напряжения пульсаций по сравнению с его истинным значением.

Упражнение 1.26. Разработайте схему двухполупериодного выпрямителя, обеспечивающего на выходе напряжение постоянного тока с амплитудой 10 В. Напряжение пульсаций не должно превышать 0,1 В (двойной амплитуды). Ток в нагрузке составляет 10 мА. Выберите соответствующее входное напряжение переменного тока, учитывая, что падение напряжения на диоде составляет 0,6 В. При расчете правильно задайте частоту пульсации.

1.28. Схемы выпрямителей для источников питания

Двухполупериодная мостовая схема. На рис. 1.69 показана схема источника питания постоянного тока с мостовым выпрямителем, который мы только что рассмотрели. Промышленность изготавливает

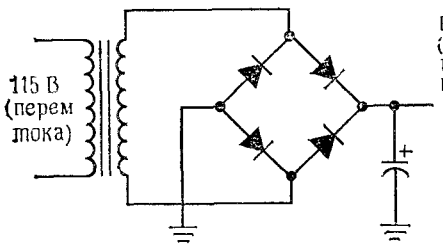


Рис. 1.69.

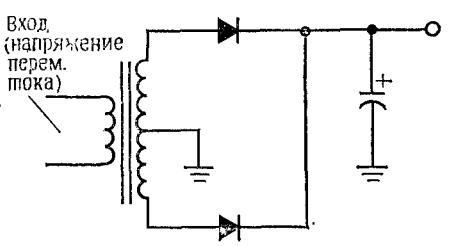


Рис. 1.70.

мостовые схемы в виде функциональных модулей. Маленькие мостовые модули рассчитаны на предельный ток 1 А и напряжение пробоя от 100 до 600 В, а иногда до 1000 В. Для больших мостовых выпрямителей предельный ток равен 25 А и выше. В табл. 5.4 приведены параметры нескольких типов таких модулей.

Двухполупериодный однофазный выпрямитель. Схема двухполупериодного однофазного выпрямителя приведена на рис. 1.70.

Выходное напряжение здесь в 2 раза меньше, чем в схеме мостового выпрямителя. Схема двухполупериодного однофазного выпрямителя не является эффективной с точки зрения использования трансформатора, так как каждая половина вторичной обмотки используется только в одном полупериоде. В связи с этим ток в обмотке за этот интервал времени в 2 раза больше, чем в простой двухполупериодной схеме. Согласно закону Ома, температура нагрева обмотки пропорциональна произведению I^2R, значит, за время в 2 раза меньшее нагрев будет в 4 раза больше или в среднем больше по сравнению с эквивалентной двухполупериодной схемой. Трансформатор для этой схемы следует выбирать так, чтобы его предельный ток был в 1,4 (в $\sqrt{2}$) раз больше, чем у трансформатора мостовой схемы, в противном случае такой выпрямитель будет более дорогим и более громоздким, чем мостовой.

Упражнение 1.27. Это упражнение поможет вам разобраться в механизме нагрева обмотки, пропорционального I^2R, и в чем проявляется недостаток однофазного выпрямителя. На какое предельное минимальное значение тока должен быть рассчитан плавкий предохранитель, чтобы в цепи мог протекать ток, изменяющийся согласно графику, показанному на рис. 1.71, и имеющий среднюю амплитуду 1А? Подсказка: предохранитель «перегорает», когда в цепи начинает протекать ток, превышающий предельное значение тока предохранителя. При этом в предохранителе расплавляется металлический проводник (температура его нагрева пропорциональна I^2R). Допустим, что в нашем случае температурная постоянная времени для плавкого предохранителя значительно больше, чем период прямоугольных колебаний, т. е. предохранитель реагирует на значение I^2, осредненное за несколько периодов входного сигнала.

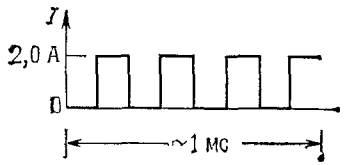


Рис. 1.71.

Расщепление напряжения питания. Широко распространена мостовая однофазная двухполупериодная схема выпрямителя, показанная на рис. 1.72. Она позволяет расщеплять напряжение питания

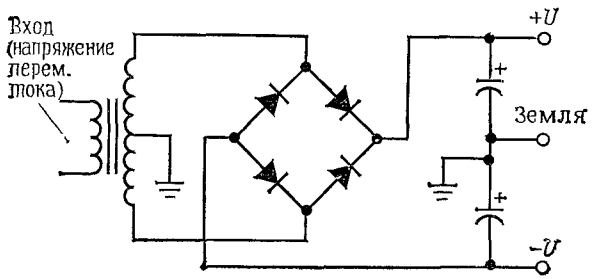


Рис. 1.72.

(получать на выходе одинаковые напряжения положительной и отрицательной полярности). Эта схема эффективна, так как в каждом полупериоде входного сигнала используются обе половины вторичной обмотки.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Выпрямители с умножением напряжения. Схема, показанная на рис. 1.73, называется удвоителем напряжения. Для того чтобы понять, как работает эта схема, представьте, что она состоит из двух последовательно соединенных выпрямителей. Фактически эта схема является двухполупериодным выпрямителем, так как она работает в каждом полупериоде входного сигнала — частота пульсаций в 2 раза превышает частоту колебаний питающей сети (для сети с частотой 60 Гц, как в США, частота пульсаций составляет 120 Гц).

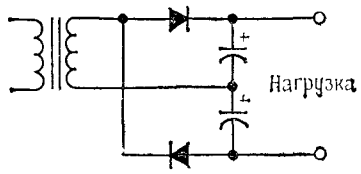


Рис. 1.73.

Разновидности этой схемы позволяют увеличивать напряжение в 3, 4 и более раза. На рис. 1.74 показаны схемы выпрямителей, обеспечивающие увеличение напряжения в 2, 3 и 4 раза, в которых один конец обмотки трансформатора заземлен.

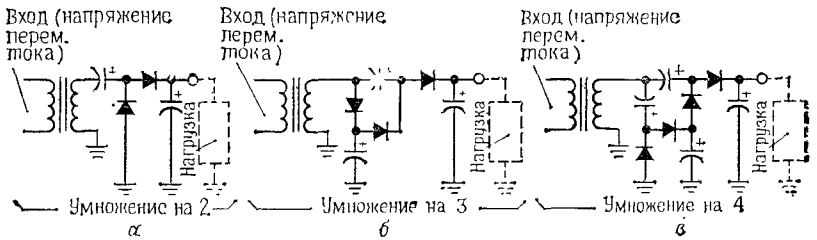


Рис. 1.74

1.29. Стабилизаторы напряжения

Путем увеличения емкости конденсатора можно уменьшить пульсации напряжения до требуемого уровня. Такой способ борьбы с пульсациями имеет два недостатка:

1. Конденсаторы нужной емкости могут оказаться недопустимо громоздкими и дорогими.
2. Даже в том случае, когда пульсации уменьшены до пренебрежимо малого уровня, наблюдаются колебания выходного напряжения, обусловленные уже другими причинами, например, изменения входного напряжения сети ведут к флюктуациям выходного напряжения постоянного тока. Кроме того, изменение выходного напряжения может быть вызвано изменением тока нагрузки, так как трансформатор, диод и другие элементы обладают конечным внутренним сопротивлением. Иначе говоря, для эквивалентной схемы источника питания постоянного тока справедливо соотношение $R > 0$.

Более правильный подход к разработке источника питания состоит в том, чтобы с помощью конденсатора уменьшить пульсации до некоторого уровня (чтобы они составляли, например, 10% от напряжения постоянного тока), а затем, для устранения остатков пульсаций,

использовать *схему с обратной связью*. Такая схема содержит управляемый резистор (транзистор), подключаемый последовательно к выходу схемы, за счет которого уровень выходного напряжения поддерживается постоянным (рис. 1.75).

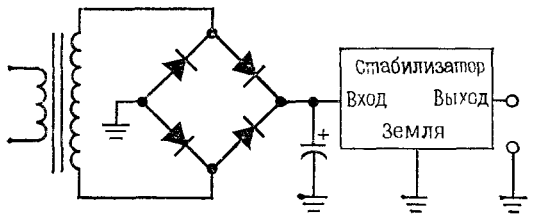


Рис. 1.75.

Подобные стабилизаторы напряжения используют почти повсеместно в качестве источников питания для электронных схем. В настоящее время промышленность выпускает стабилизаторы напряжения в виде законченных, готовых к использованию модулей. На основе стабилизатора напряжения можно построить удобный для работы источник питания, которому не страшны никакие опасности (короткие замыкания, перегрев и т. п.) и характеристики которого удовлетворяют самым высоким требованиям, предъявляемым к источнику напряжения (например, внутреннее сопротивление такого источника измеряется в миллиомах). Источники питания постоянного тока со стабилизаторами напряжения мы рассмотрим в гл. 5.

1.30. Примеры использования диодов

Выпрямление сигналов. Бывают такие случаи, помимо тех, что мы рассмотрели выше, когда сигнал должен иметь только одну полярность. Если входной сигнал не является синусоидальным, то говорить о его выпрямлении не принято, хотя процесс выпрямления применим и к нему. Например, требуется получить последовательность импульсов, совпадающих с моментами нарастания прямоугольного сигнала. Проще всего продифференцировать прямоугольный сигнал, а затем выпрямить его (рис. 1.76). Следует всегда иметь в виду, что прямое напряжение диода составляет приблизительно 0,6 В. На выходе нашей схемы, например, сигнал будет получен лишь в том случае, когда двойная амплитуда прямоугольного входного сигнала будет не меньше 0,6 В.

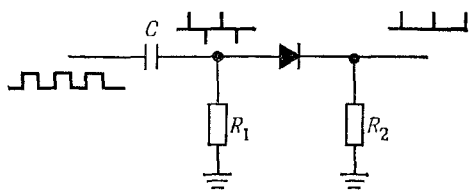


Рис. 1.76.

Это условие накладывает определенные ограничения на разработку схемы, но известны приемы, с помощью которых их можно преодолеть. Например, можно воспользоваться *диодом Шоттки*, для которого прямое напряжение составляет около 0,25 В (можно также использовать так называемый *обращенный диод* с нулевым прямым напряжением, но его применение ограничено из-за того, что он имеет

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

малое напряжение пробоя). Можно также воспользоваться схемой, показанной на рис. 1.77. Прямое напряжение на диоде $Д_2$ компенсируется за счет диода $Д_1$, обеспечивающего смещение величиной 0,6 В. Это смещение определяет порог проводимости для $Д_2$. Формирование смещения с помощью диода $Д_1$ (а не с помощью, например, делителя напряжения) имеет следующие преимущества: нет необходимости проводить регулировку уровня смещения, так как схема обеспечивает почти идеальную компенсацию; изменение прямого напряжения диодов (связанное, например, с изменением температуры) компенсируется и не сказывается на работе схемы. В дальнейшем мы еще не раз встретим примеры компенсации изменений прямого напряжения с помощью согласованной пары диодов, транзисторов и полевых транзисторов: этот прием очень эффективен и прост в исполнении.

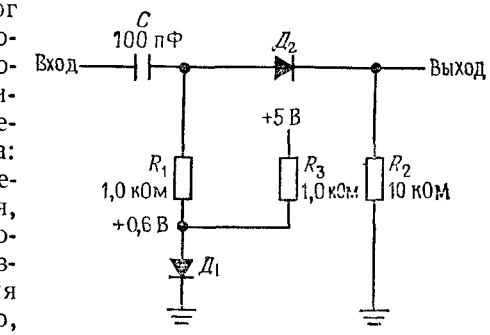


Рис. 1.77.

Диодные вентили. Еще одна область применения диодов основана на их способности пропускать большее из двух напряжений, не оказывая влияния на меньшее. Схемы, в которых используется это свойство, объединены в семейство *логических* схем. Рассмотрим схему с *резервной батареей питания* — она используется в устройствах, которые должны работать непрерывно даже при отключениях питания (например, точные электронные часы). Схема, показанная на рис. 1.78, включает как раз такую батарею. В отсутствие сбоев питания батарея не работает, при возникновении сбоя питание на схему начинает поступать от батареи, при этом перерыва в подаче питания не происходит.

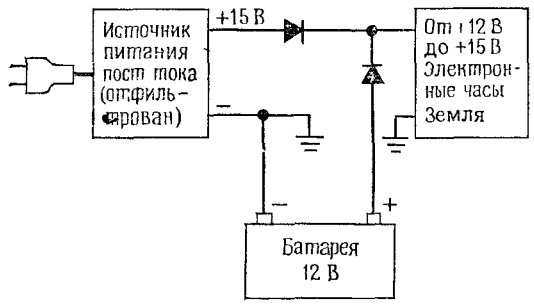


Рис. 1.78.

Упражнение 1.28. Измените схему так, чтобы батарея заряжалась от источника постоянного тока (в том случае, разумеется, когда питание есть) током 10 мА (такая схема нужна для того, чтобы поддерживать заряд батареи).

Диодные ограничители. В тех случаях, когда необходимо ограничить диапазон изменения сигнала, например напряжения, можно

воспользоваться схемой, показанной на рис. 1.79. Благодаря диоду выходное напряжение не может превышать значения +5,6 В, при этом наличие диода никак не сказывается на меньших значениях напряжения (в том числе и на отрицательных); единственное условие состоит в том, что отрицательное входное напряжение не должно достигать значения напряжения пробоя (например, для диода типа 1N914 это значение составляет —70 В). Во всех схемах семейства цифровых логических КМОП-схем используются входные диодные ограничители. Они предохраняют эти чувствительные схемы от разрушения под действием разрядов статического электричества.

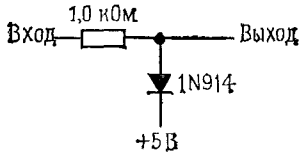


Рис. 1.79.

Упражнение 1.29. Разработайте схему симметричного ограничителя, задающего диапазон изменения сигнала от —5,6 до +5,6 В.

Эталонное опорное напряжение можно подавать на ограничитель от делителя напряжения (рис. 1.80). Если делитель напряжения

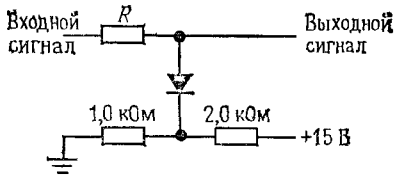


Рис. 1.80.

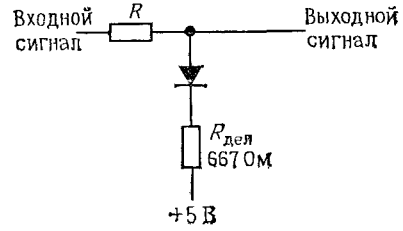


Рис. 1.81.

заменить его эквивалентной схемой, то исходная схема преобразуется к виду, представленному на рис. 1.81. Анализируя преобразованную схему, можно заключить, что импеданс со стороны выхода делителя напряжения ($R_{дел}$) должен быть мал по сравнению с сопротивлением

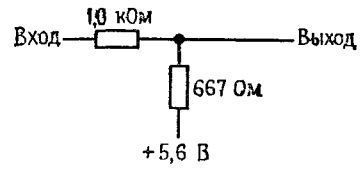


Рис. 1.82.

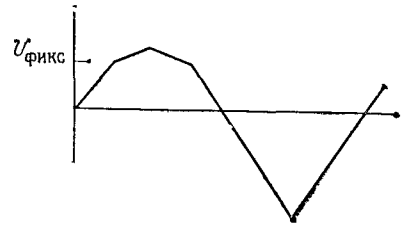


Рис. 1.83.

R. Когда диод открыт (входное напряжение превышает напряжение ограничения), выходное напряжение совпадает с напряжением, снимаемым с делителя, при этом нижнее плечо делителя представлено эквивалентным сопротивлением (рис. 1.82). Следовательно, для указанных параметров схемы выходное напряжение для треугольного входного сигнала будет иметь вид, показанный на рис. 1.83. Затруднение здесь возникает в связи с тем, что делитель напряжения не обеспечивает жесткофиксированного значения эталонного напряжения. Хорошо зафиксированный опорный эталонный сигнал не «плывет», а это значит, что источник такого напряжения обладает небольшим импедансом (имеется в виду эквивалентный импеданс).

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

На практике малое значение импеданса эталонного источника обеспечивается за счет использования транзистора или операционного усилителя. Такой способ, конечно, лучше, чем использование резисторов с очень малым сопротивлением, так как он не приводит к потреблению больших токов и обеспечивает значения импеданса порядка нескольких ом и ниже. Следует отметить, что известны и другие схемы ограничения, в которых используются операционные усилители. Об этих схемах мы поговорим в гл. 3.

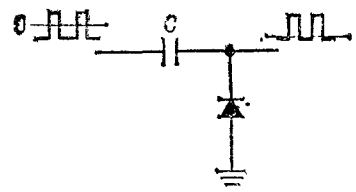


Рис. 1.84.

Интересным примером является использование ограничителя для восстановления сигнала по постоянному току в случае емкостной связи по переменному току. Смысл сказанного поясняет рис. 1.84. Подобные приемы необходимо использовать в схемах, входы которых работают аналогично диодам (например, это могут быть транзисторы с заземленным эмиттером), в противном случае при наличии емкостной связи сигнал просто пропадет.

Двусторонний ограничитель. Еще один ограничитель показан на рис. 1.85. Эта схема ограничивает «размах» выходного сигнала и делает его равным падению напряжения на диоде, т. е. приблизительно 0,6 В. Может показаться, что это — очень малое значение, но если следующим каскадом схемы является усилитель с большим коэффициентом усиления по напряжению, то входной сигнал для него всегда должен быть немногим больше чем 0 В, иначе усилитель попадает в режим «насыщения» (например, если коэффициент усиления каскада равен 1000, а питающее напряжение составляет ±15 В, то входной сигнал не должен превышать диапазон ±15 мВ). Описанная схема часто используется в качестве защиты на входе усилителя с большим коэффициентом усиления.

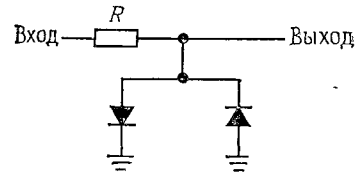


Рис. 1.85.

Диоды как нелинейные элементы. Мы получим достаточно хорошее приближение, если будем считать, что ток через диод пропорционален экспоненциальной функции от напряжения на нем при дан-

ной температуре (точная зависимость между током и напряжением дается в разд. 2.10). В связи с этим диод можно использовать для получения выходного напряжения, пропорционального логарифму тока (рис. 1.86). Поскольку напряжение U лишь незначительно отклоняется от значения 0,6 В (под воздействием колебаний входного тока), входной ток можно задавать с помощью резистора, при условии что входное напряжение значительно превышает падение напряжения на диоде (рис. 1.87).

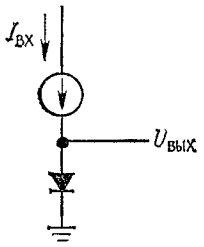


Рис. 1.86.

$$I=\frac{U_{вх}-U_{вых}}{R}\approx\frac{U_{вх}-0{,}6\text{ В}}{R}\approx\frac{U_{вх}}{R}$$

(если $U_{вх}\gg 0{,}6$ В).

На практике иногда нежелательно, чтобы в выходном напряжении присутствовало смещение 0,6 В, обусловленное падением напряжения на диоде. Кроме того, желательно, чтобы схема не реагировала на изменения температуры. Эти требования позволяет удовлетворить метод диодной компенсации (рис. 1.88). Резистор R_1 открывает диод $Д_2$ и создает в точке A напряжение, равное —0,6 В. Потенциал точки B близок к потенциалу земли (при этом ток $I_{вх}$ строго пропорционален напряжению $U_{вх}$). Если два одинаковых диода находятся в одинаковых температурных условиях, то напряжения на них полностью компенсируют друг друга, за исключением, конечно, той разницы, которая обусловлена входным током, протекающим через диод $Д_1$, и которая определяет выходное напряжение. Для этой схемы резистор R_1 следует выбирать таким, чтобы ток через диод $Д_2$ был значительно больше максимального входного тока. При этом условии диод $Д_2$ будет открыт.

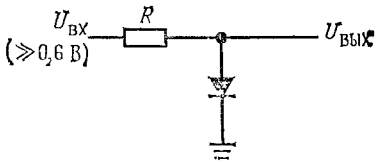


Рис. 1.87.

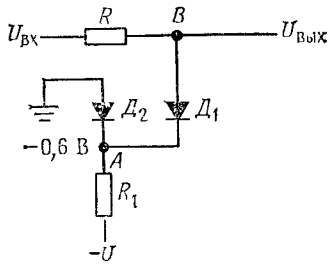


Рис. 1.88.

В главе, посвященной операционным усилителям, мы рассмотрим более совершенные схемы логарифмических преобразователей и более точные методы температурной компенсации. Они позволяют обеспечивать высокую точность преобразования — ошибка достигает всего нескольких процентов для шести и более декад изменения входного тока. Но для того, чтобы заняться такими схемами, необходимо сначала изучить характеристики диодов, транзисторов и операционных усилителей. Настоящий раздел служит лишь предисловием к такому изучению.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

1.31. Индуктивные нагрузки и диодная защита

Что произойдет, если разомкнуть переключатель, управляющий током через индуктивность? Индуктивность, как известно, характеризуется следующим свойством: $U=L(dI/dt)$, а из этого следует, что ток нельзя выключить мгновенно, так как при этом на индуктивности появилось бы бесконечное напряжение. На самом деле напряжение на индуктивности резко возрастает и продолжает увеличиваться до тех пор, пока не появится ток. Электронные устройства, которые управляют индуктивными нагрузками, могут не выдержать такого роста напряжения, особенно это относится к компонентам, в которых при некоторых значениях напряжения наступает «пробой». Рассмотрим схему, представленную на рис. 1.89. В исходном состоянии переключатель замкнут и через индуктивность (в качестве которой может выступать, например, обмотка реле) протекает ток. Когда переключатель разомкнут, индуктивность «стремится» обеспечить ток между точками A и B, протекающий в том же направлении, что и при замкнутом переключателе. Это значит, что потенциал точки B становится более положительным, чем потенциал точки A. В нашем случае разница потенциалов может достичь 1000 В, прежде чем в переключателе возникнет электрическая дуга, которая и замкнет цепь. При этом укорачивается срок службы переключателя и возникают импульсные наводки, которые могут оказывать влияние на работу близлежащих схем. Если представить себе, что в качестве переключателя используется транзистор, то срок службы такого переключателя не укорачивается, а просто становится равным нулю!

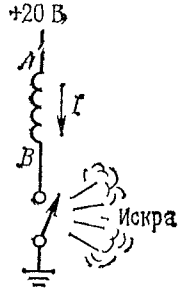


Рис. 1.89.

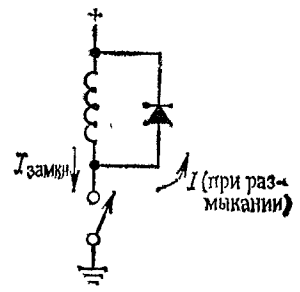


Рис. 1.90.

Чтобы избежать подобных неприятностей, лучше всего подключить к индуктивности диод, как показано на рис. 1.90. Когда переключатель замкнут, диод смещен в обратном направлении (за счет падения напряжения постоянного тока на обмотке катушки индуктивности). При размыкании переключателя диод открывается и потенциал контакта переключателя становится выше потенциала положительного питающего напряжения на величину падения напряжения на диоде. Диод нужно подобрать так, чтобы он выдерживал начальный ток, равный току, протекающему в установившемся режиме через индуктивность; подойдет, например, диод типа 1N4004.

Единственным недостатком описанной схемы является то, что она затягивает затухание тока, протекающего через катушку, так как скорость изменения этого тока пропорциональна напряжению на ин-

дуктивности. В тех случаях, когда ток должен затухать быстро (например, быстродействующие контактные печатающие устройства, быстродействующие реле и т. п.), лучший результат можно получить, если к катушке индуктивности подключить резистор, подобрав его так, чтобы величина $U_и + IR$ не превышала максимального допустимого напряжения на переключателе. (Самое быстрое затухание для данного максимального напряжения можно получить, если подключить к индуктивности зенеровский диод, который обеспечивает затухание по линейному, а не по экспоненциальному закону.)

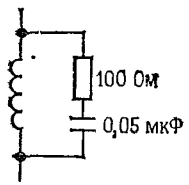


Рис. 1.91.

Диодную защиту нельзя использовать для схем переменного тока, содержащих индуктивности (трансформаторы, реле переменного тока), так как диод будет открыт на тех полупериодах сигнала, когда переключатель замкнут. В подобных случаях рекомендуется использовать так называемую *RC*-демпфирующую цепочку (рис. 1.91). Приведенные на схеме значения R и C являются типовыми для небольших индуктивных нагрузок, подключаемых к силовым линиям переменного тока. Демпфер такого типа следует предусматривать во всех приборах, работающих от напряжений силовых линий переменного тока, так как трансформатор представляет собой индуктивную нагрузку. Для защиты можно также использовать такой элемент, как металлоксидный варистор. Он представляет собой недорогой элемент, похожий по внешнему виду на керамический конденсатор, а по электрическим характеристикам — на двунаправленный зенеровский диод. Его можно использовать в диапазоне напряжений от 10 до 1000 В для значений токов, достигающих тысяч ампер (см. разд. 5.10 и табл. 5.2). Подключение варистора к внешним выводам схемы позволяет не только предотвратить индуктивные наводки на близлежащие приборы, но также погасить большие всплески сигнала, возникающие иногда в силовой линии и представляющие серьезную угрозу для оборудования.

ДРУГИЕ ПАССИВНЫЕ КОМПОНЕНТЫ

В последующих разделах представлены разнообразные компоненты, находящие широкое применение при разработке электронных схем. Те, кто уже имеет опыт разработок, могут безболезненно перейти к следующей главе.

1.32. Электромеханические элементы

Переключатели. Переключатели имеются в схемах почти всегда. Несмотря на свою простоту, они играют существенную роль в электронной технике и вполне заслуживают того, чтобы им было посвящено несколько параграфов в нашей книге. На рис. 1.92 показано несколько распространенных типов переключателей.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Тумблеры. В зависимости от числа полюсов или подвижных контактов тумблеры бывают нескольких типов. Наиболее распространены одно- и двухпозиционные тумблеры, показанные на рис. 1.93. Промышленность выпускает также трехпозиционные тумблеры, среднее положение которых соответствует состоянию «выключено»; они могут переключат одновременно до четырех контактных групп. Тумблерные

Рис. 1.92.

переключатели работают по принципу «разомкнут—замкнут», это значит, что подвижный контакт никогда не замыкает оба вывода переключателя одновременно.

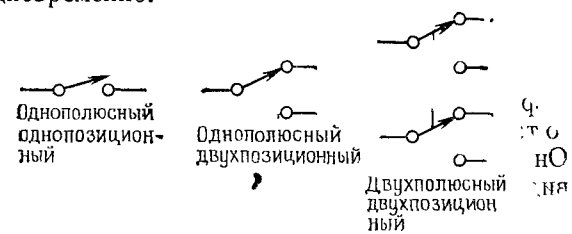


Рис 1.93.

Кнопочные переключатели. Кнопочные переключатели полезны в тех случаях, когда требуется обеспечить мгновенный контакт; их схематическое изображение представлено на рис. 1.94 (кнопочные выключатели бывают двух типов: нормально разомкнутые (НР) и нормально замкнутые (НЗ)). В двухпозиционном переключателе выводы обозначают НР и НЗ, в однопозиционном переключателе двойное обозначение излишне. Кнопочные переключатели всегда работают по принципу «разомкнут — замкнут». Электротехническая промышленность маркирует выключатели символами A, B и C, которые соответствуют однополюсному однопозиционному переключателю типа НР, однополюсному однопозиционному переключателю типа НЗ и однополюсному двухпозиционному переключателю соответственно [1].

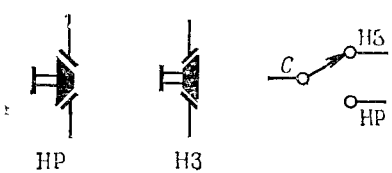


Рис. 1.94.

[1] Отечественные переключатели маркируются в соответствии с установленными ТУ.— *Прим. перев.*

Поворотные переключатели. Существующие поворотные переключатели очень разнообразны по своей конструкции; они имеют различное число полюсов (ламелей) и рассчитаны на большое число позиций. Поворотные переключатели могут быть замыкающими (работают по принципу «замкнут — разомкнут») и незамыкающими (работают по принципу «разомкнут — замкнут»), причем очень часто эти два типа сочетаются в одном переключателе. Замыкающие переключатели используют в тех случаях, когда схема в промежуточном положении переключателя должна представлять собой замкнутый контур, при наличии разомкнутых входов состояние схемы непредсказуемо. Незамыкающие переключатели используют, например, для подключения нескольких шин к одной общей, при этом не допускается соединения отдельных шин между собой.

Другие типы переключателей. Помимо основных типов переключателей, перечисленных выше, промышленность выпускает и некоторые специальные переключатели, например переключатели, принцип действия которых основан на эффекте Холла, магнитоуправляемые реле, язычковые переключатели и др. Все переключатели характеризуются предельными значениями токов и напряжений; для небольшого тумблерного переключателя предельное значение напряжения составляет 150 В, а предельное значение тока — 5 А. Если переключатель работает с индуктивной нагрузкой, то его срок службы резко сокращается в связи с тем, что в момент отключения нагрузки в выключателе возникает дуговой разряд.

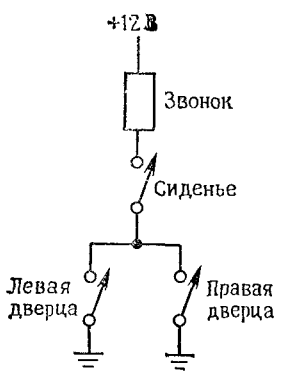


Рис. 1.95.

Примеры схем с переключателями. Рассмотрим такую задачу: предупредительный звонок должен включаться при условии, что водитель сел за руль машины, а одна из дверц открыта. К дверцам машины и к сиденью водителя подключены переключатели типа НР. На рис. 1.95 показана схема, с помощью которой можно решить поставленную задачу. Если открыта одна ИЛИ другая дверца И замкнут переключатель, связанный с сиденьем, то включается звонок. Союзы ИЛИ, И имеют здесь смысл операций булевой логики. К этому примеру мы еще вернемся в гл. 2 и в гл. 8, когда будем рассматривать транзисторы и цифровые логические схемы.

На рис. 1.96 показана классическая схема с выключателем, которая используется для включения и выключения света в комнате с помощью выключателей, установленных у двух дверей комнаты.

Реле. Реле — это управляемые переключатели. Простейшее реле состоит из катушки и сердечника — катушка втягивает сердечник, когда по ней протекает ток достаточной величины. Промышленность выпускает различные по конструкции типы реле, среди них можно выделить реле «защелки» и реле «ступенчатого» типа (шаговые искатели). Последние послужили основой создания телефонных станций, а сейчас они широко используются в игральных автоматах. Промышленность выпускает реле постоянного и переменного тока и для значений напряжения на катушке от 5 до 110 В. Для быстродействующих схем (1 мс) предназначены ртутные и язычковые реле, специальные мощные реле используются в электропитании; они работают с токами, достигающими нескольких тысяч ампер. Там, где раньше использовали реле, теперь часто прибегают к помощи полевых транзисторов, а для напряжений переменного тока используют так называемые реле на твердом теле. Основное назначение реле состоит в дистанционном переключении электрических цепей и в переключении высоковольтных линий. В связи с тем что электрические схемы должны быть изолированы от линий питающего напряжения переменного тока, реле используют для переключения питающих напряжений переменного тока, при этом управляющие сигналы бывают изолированы.

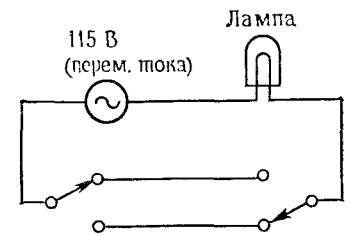


Рис. 1.96.

Разъемы. Разъем представляет собой неотъемлемую (и, как правило, самую ненадежную) часть любого электронного аппарата. Функции разъема состоят в подаче сигналов на вход прибора и передаче их с его выходов на другие схемы, в передаче сигналов и питания постоянного тока между различными узлами схемы прибора. Благодаря разъемам можно заменять в приборах отдельные печатные платы и целые модули, обеспечивая тем самым гибкость схемной реализации электронного оборудования. Промышленность выпускает самые разнообразные разъемы, различающиеся по форме и размерам.

Штеккерные разъемы. Простейший разъем (однополюсная вилка с гнездом) представляет собой штыревой или плоский («банановый») контакт и используется в универсальных измерительных приборах, источниках питания и т. п. Такие разъемы легко достать, они недороги, но, пожалуй, не так полезны на практике, как коаксиальные разъемы для экранированного кабеля или многоконтактные разъемы. Разновидностью простейшего разъема является зажим («крокодил»), который известен в основном тем, что им неудобно пользоваться.

Разъемы для экранированных кабелей. Для предотвращения емкостной связи, а также по ряду других причин, о которых речь пойдет в гл. 13, желательно осуществлять передачу сигнала от одного прибора к другому по экранированному коаксиальному кабелю. Наиболее

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

распространены цилиндрические разъемы (типа BNC), которые устанавливают на передней панели большинства приборов. Сочленение частей разъема осуществляется при помощи резьбового соединения путем поворота на 90°, при этом замыкается как экранирующая цепь (земля), так и цепь сигнала. Этот разъем, как и всякий другой, служит для подключения к прибору кабеля, поэтому он состоит из двух сочленяющихся частей, одна из которых устанавливается на панели прибора, а другая присоединяется к кабелю (рис. 1.97).

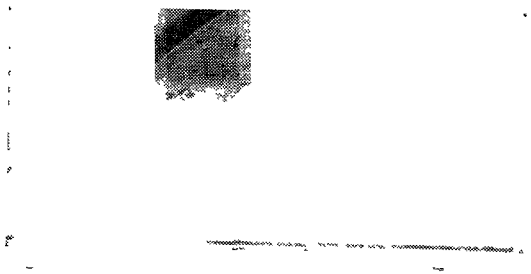


Рис. 1.97. Для экранированного (коаксиального) кабеля чаще всего используют разъемы типа BNC.

Слева направо: гнездо разъема, соединенное с кабелем; стандартная вилка, которая устанавливается на панели прибора; две вилки с изолирующей вставкой; Т-образный разъем типа BNC (очень удобная вещь!).

К этому семейству разъемов для коаксиальных кабелей относятся также уже почти вышедшие из употребления разъемы типа UHF, разъемы типа N, миниатюрный разъем типа SMA, субминиатюрный разъем типа LEMO и разъем типа MHV, представляющий собой разновидность разъема типа BNC, предназначенную для высоковольтных цепей. Так называемый граммофонный разъем, используемый в схемах звуковых частот, представляет собой яркий пример плохой конструкции — при соединении частей разъема сигнальная цепь замыкается раньше, чем экранирующая.

Многоконтактные разъемы. Для электронных приборов очень часто нужны многожильные кабели и соответственно многоконтактные разъемы. Промышленность выпускает десятки типов таких разъемов. Простейшим является разъем для 3-жильного провода. К числу наиболее распространенных относятся также субминиатюрные разъемы типа D из серии разъемов Winchester MRA, уже давно испытанные и заслужившие доверие разъемы типа MS, а также разъемы для гибкого кабеля (рис. 1.98). Имейте в виду, что некоторые разъемы требуют осторожного обращения, например миниатюрные шестиугольные разъемы, которые нельзя ронять на пол, а в некоторых нет никакого приспособления, фиксирующего взаимное положение частей разъема (это относится, например, к разъемам серии Jones 300).

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Торцевые разъемы для печатных плат. Для печатных плат чаще всего используются торцевые разъемы, состоящие из гнезда и вилки с позолоченными штыревыми контактами, устанавливаемой на торце платы. Выпускаемые промышленностью торцевые разъемы имеют от 15 до 100 контактов и различное конструктивное оформление. Разъемы можно устанавливать на специальной плате, печатный монтаж которой обеспечивает соединение отдельных печатных плат устройства.

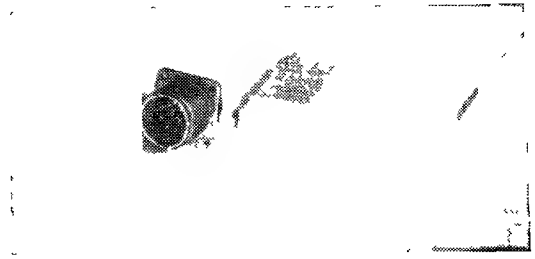


Рис. 1.98. Некоторые многоконтактные разъемы.

Слева направо: малогабаритный *D* образный разъем, выпускаемый как для кабелей, так и для установки на панелях приборов; количество контактов: 9, 15, 25, 37 или 50; старый, заслуженный разъем типа MS/AN, выпускается с разнообразным количеством контактов и в различном конструктивном оформлении, некоторые разновидности предназначены для коаксиальных кабелей; миниатюрный разъем (типа Winchester MRA) с фиксирующими винтами, выпускается несколько разновидностей, различающихся габаритными размерами; разъем для печатных плат, гнездо предназначено для гибкого кабеля.

В схемах, состоящих всего из нескольких печатных плат, могут потребоваться вилки разъемов для печатных плат и гнезда кабельных разъемов (в гл. 12 приведены некоторые фотографии, на которых видны примеры использования разъемов).

1.33. Индикаторы

Измерительные приборы. Значения напряжения или тока можно определять с помощью стрелочных показывающих приборов или по цифровым индикаторам. Последние, конечно, более дороги, но они имеют и более высокую точность. Промышленность выпускает измерительные приборы и первого, и второго типа как для токов, так и для напряжений. Выпускаются также уникальные датчики для приборных досок, которые позволяют определять значения уровня громкости (по децибельной шкале звука), большие значения напряжения переменного тока (от 105 до 130 В), значения температуры (с помощью термопары), процентной нагрузки мотора, частоты и т. д. В цифровых датчиках часто предусмотрены логические выходы, которые позволяют использовать показания датчика для ввода в какой-либо другой прибор.

Лампы и светодиоды [1]. Представим себе картинку из научно-фантастического фильма — вспышки света, экраны, заполненные таинственными и непонятными цифрами и символами, жуткие звуки... И все эти эффекты, за исключением звуковых, создаются с помощью ламп и дисплеев. В качестве индикаторов для лицевых панелей приборов долгое время использовали небольшие лампы накаливания, теперь им на смену пришли светодиоды. Они ведут себя как обычные диоды, но прямое напряжение для них составляет от 1,5 до 2,5 В. Когда светодиод открыт, через него протекает ток и он излучает свет. Для получения достаточной яркости света обычно требуется ток от 5 до 20 мА. Светодиоды дешевле, чем лампы накаливания, никогда не перегорают и бывают трех цветов (красные, желтые и зеленые). Поступают в продажу в удобном для использования виде.

Светодиоды используются также в цифровых дисплеях, например, в калькуляторах находит применение 7-сегментный цифровой дисплей. Для отображения и букв, и цифр (алфавитно-цифровой дисплей) можно использовать 16-сегментный или матричный дисплей. Для маломощных схем или схем, предназначенных для работы на улице, лучше всего использовать дисплей на жидких кристаллах.

1.34. Переменные компоненты

Резисторы. Переменные резисторы или потенциометры используют для регулирования в схемах, их ручки часто выводят на панели приборов. Наиболее распространенным является потенциометр типа АВ, рассчитанный на мощность до 2 Вт; этот потенциометр изготовлен из того же материала, что и постоянный композитный резистор, и имеет скользящий контакт. Потенциометры других типов изготовляют из керамических материалов и пластиков; они обладают улучшенными характеристиками. Более высоким разрешением и более высокой линейностью обладают многооборотные потенциометры (3, 5 или 10 оборотов). В ограниченном количестве промышленность выпускает также сблокированные потенциометры (несколько независимых секций, собранных на одной оси) для тех областей применения, где нужны именно такие потенциометры.

Потенциометры, о которых шла речь, устанавливают чаще всего на лицевых панелях приборов, внутри же приборов устанавливают *подстроечные потенциометры*, которые также бывают одно- и многооборотными и могут быть установлены на платах с печатным монтажом. Они используются, например, при калибровке прибора, которая выполняется «раз и навсегда». Полезный совет: не поддавайтесь соблазну установить в схеме побольше потенциометров. Лучше потратить больше сил на разработку, чем на регулировку.

[1] Светоизлучающие диоды (СИД).— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

На рис. 1.99 показано условное обозначение потенциометра. Обозначения «по часовой стрелке» и «против часовой стрелки» указывают на направление вращения.

И еще один совет по работе с переменными резисторами: не стремитесь к тому, чтобы заменить резистор с определенным сопротивлением потенциометром. Соблазн, конечно, велик — ведь с помощью потенциометра можно установить такое значение сопротивления, какое

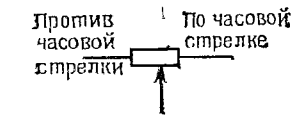


Рис. 1.99.

хочется. Вся беда в том, что стабильность потенциометра ниже, чем стабильность хорошего (1%) резистора и, кроме того, потенциометры не дают хорошего разрешения (т. е. с их помощью нельзя точно установить значение сопротивления). Если на каком-либо участке схемы нужно установить точное значение сопротивления, воспользуйтесь сочетанием прецизионного резистора (1% и выше) и потенциометра, причем большая часть сопротивления должна определяться постоянным резистором. Например, если нужно получить сопротивление 23,4 кОм, воспользуйтесь последовательным соединением постоянного резистора с сопротивлением 22,6 кОм (точность 1%) и подстроечного потенциометра с сопротивлением 2 кОм. Можно также использовать последовательное соединение нескольких прецизионных резисторов, в котором самый маленький по величине резистор дополняет полное сопротивление до нужного точного значения.

В дальнейшем вы узнаете, что в некоторых случаях в качестве переменных резисторов, управляемых напряжением, можно использовать полевые транзисторы. Транзисторы можно использовать в качестве усилителей с переменным коэффициентом усиления, управляемым напряжением. Все эти идеи могут сослужить вам добрую службу в будущем, не оставляйте их без внимания.

Конденсаторы. Переменные конденсаторы имеют, как правило, небольшие емкости (до 100 пФ) и используются в радиочастотных

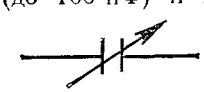


Рис. 1.100.

схемах. Подстроечные конденсаторы бывают двух типов — для внутрисхемных и внешних регулировок. На рис. 1.100 показано условное обозначение переменного конденсатора.

Диоды, к которым приложено обратное напряжение, можно использовать в качестве переменных конденсаторов, управляемых напряжением; такие диоды называют варикапами, варакторами или параметрическими диодами. Наиболее широко они используются на радиочастотах, особенно при автоматической регулировке частоты, в модуляторах и параметрических усилителях.

Индуктивности. Переменная индуктивность представляет собой катушку, в которой перемещается сердечник. Такие катушки обычно имеют индуктивность от нескольких микрогенри до нескольких генри и диапазон настройки 2 : 1. Промышленность выпускает также поворотный индуктор (состоит из катушки без сердечника и вращающегося скользящего контакта).

Трансформаторы. Переменные трансформаторы очень полезны для практического применения, особенно те из них, которые работают от силовой сети с напряжением 115 В переменного тока. Их называют автотрансформаторами, и они состоят из одной обмотки и скользящего контакта. Их называют еще вариаками (под таким названием их впервые выпустила фирма General Radio Co.). Формируемое ими выходное напряжение тока меняется от 0 до 135 В при входном напряжении 115 В, ток нагрузки составляет от 1 до 20 А и выше. Автотрансформаторы нужны для измерительных приборов, на которые могут влиять колебания в питающем напряжении. Замечание: учтите, что выход автотрансформатора не изолирован электрически от силовой линии, как в случае с трансформатором.

ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ УПРАЖНЕНИЯ

(1) Для делителя напряжения, изображенного на рис. 1.101, составьте эквивалентную схему (источник тока и параллельный резистор). Покажите, что выходное напряжение эквивалентной схемы равно выходному напряжению реальной схемы при подключении в качестве нагрузки резистора сопротивлением 5 кОм.

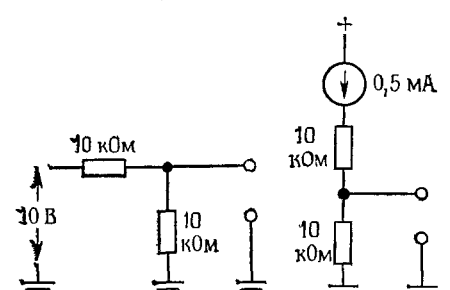


Рис. 1.101.

Рис. 1.102.

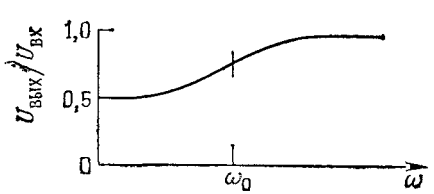


Рис. 1.103.

(2) Для схемы, изображенной на рис. 1.102, составьте эквивалентную. Совпадают ли значения эквивалентных параметров в этом примере и в схеме на рис. 1.101.

(3) Разработайте схему фильтра звуковых частот, который бы подавлял «грохот». Он должен пропускать частоты выше 20 Гц (точка —3 дБ должна соответствовать частоте 10 Гц). Считайте, что источник имеет нулевой импеданс (идеальный источник напряжения), а нагрузка (минимальная) имеет сопротивление 10 кОм (принимая во внимание это условие, можно выбрать значения R и C таким образом, чтобы нагрузка не оказывала существенного влияния на работу фильтра).

(4) Разработайте схему фильтра звуковых частот, который бы ослаблял шипение иглы (точке —3 дБ соответствует частота 10 кГц). Источник и импеданс нагрузки имеют те же параметры, что в упражнении 3.

(5) Как из резисторов и конденсаторов собрать фильтр, чтобы он имел такую характеристику, как показанная на рис. 1.103?

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

(6) Разработайте схему широкополосного RC-фильтра (рис. 1.104); частоты f_1 и f_2 соответствуют спаду —? дБ. Подберите полные сопротивления так, чтобы второй каскад не оказывал существенного влияния как нагрузка на первый каскад.

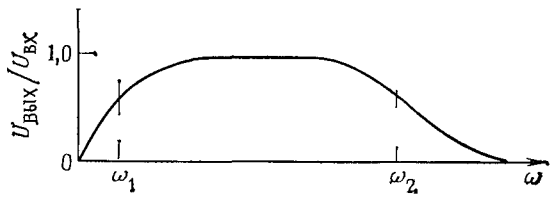


Рис. 1.104.

(7) Изобразите график выходного напряжения для схемы, представленной на рис. 1.105.

(8) Разработайте схему щупа осциллографа с масштабным коэффициентом 1 : 10 (см. приложение А). Входной импеданс осциллографа определяется сопротивлением 1 МОм

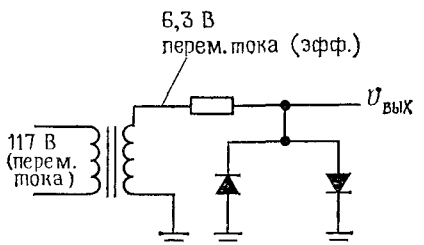


Рис. 1.105. Сопротивление равно 1 кОм.

и параллельной емкостью 20 пФ. Допустим, что кабель щупа вносит дополнительную емкость 100 пФ, а все элементы установлены на конце щупа (а не на том конце кабеля, который соединяется с осциллографом) (рис. 1.106). Схема должна давать ослабление

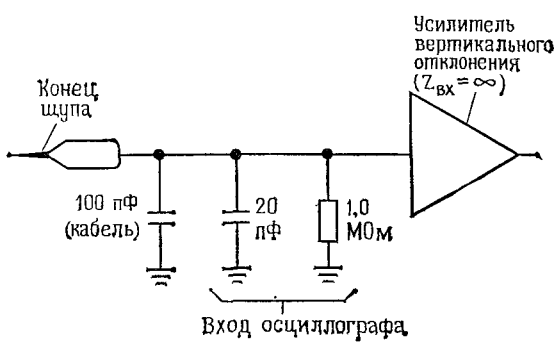


Рис. 1.106.

20 дБ (10) на всех частотах, включая сигналы постоянного тока. Щуп с масштабным коэффициентом 1 : 10 позволяет увеличить полное сопротивление нагрузки, подключаемой к испытуемой схеме, тем самым удается уменьшить влияние нагрузки на эту схему. Каким входным импедансом (параллельное соединение R и C) обладает щуп по отношению к тестируемой схеме?

Глава 2

ТРАНЗИСТОРЫ

ВВЕДЕНИЕ

Транзистор — это один из основных «активных» компонентов. Он представляет собой устройство, которое может усиливать входной сигнал по мощности. Увеличение мощности сигнала происходит за счет внешнего источника питания. Отметим, что увеличение амплитуды сигнала не является в данном случае определяющим. Так, например, повышающий трансформатор — «пассивный» компонент, такой же, как резистор или конденсатор, обеспечивает усиление по напряжению, но не может усилить сигнал по мощности. Устройства, которые обладают свойством усиления по мощности, характеризуются способностью к генерации, обусловленной передачей выходного сигнала обратно на вход.

Изобретателей транзистора когда-то заинтересовала именно способность устройства усиливать сигнал по мощности. Для начала они соорудили с помощью транзистора усилитель звуковых частот для громкоговорителя и убедились, что на выходе сигнал больше, чем на входе.

Транзистор является неотъемлемой частью всякой электронной схемы, начиная от простейшего усилителя или генератора до сложнейшей цифровой вычислительной машины. Интегральные схемы (ИС), которые приходят на смену схемам, собранным из дискретных транзисторов, представляют собой совокупности транзисторов или других компонентов, построенные на едином кристалле полупроводникового материала.

Обязательно следует разобраться в том, как работает транзистор, даже если вам придется пользоваться в основном интегральными схемами. Дело в том, что, для того чтобы собрать электронное устройство из интегральных схем и подключить его к внешним цепям, необходимо знать входные и выходные характеристики каждой используемой ИС. Кроме того, транзистор служит основой построения межсоединений, как внутренних (между ИС), так и внешних. И наконец, иногда (и даже довольно часто) случается, что подходящей ИС промышленность не выпускает и приходится прибегать к схемам, собранным из дискретных компонентов. Как вы сами вскоре убедитесь, транзисторы сами по себе очень интересны, и ознакомление с их работой доставит вам удовольствие.

Мы будем рассматривать транзисторы совершенно не так, как авторы других книг. Обычно, изучая транзистор, пользуются его эквивалентной схемой и h-параметрами. На наш взгляд, такой подход сложен и надуман. И дело не только в том, что, глядя на мудреные уравнения, вы едва ли поймете, как работает схема, скорее всего вы будете иметь смутное представление о параметрах транзистора, их значениях и, самое главное, диапазонах изменения.

Мы предлагаем вам другой подход. В этой главе мы построим простую модель транзистора и с ее помощью создадим несколько схем. Как только начнут проявляться ограничения модели, дополним ее с учетом уравнений Эберса — Молла. Полученная таким образом модель даст правильное представление о работе транзистора; с ее помощью вы сможете создавать самые хорошие схемы, не прибегая к большим расчетам. Кроме того, характеристики ваших схем не будут серьезно зависеть от таких неуправляемых параметров транзистора как, например, коэффициент усиления по току.

И наконец, несколько слов о принятых в инженерной практике условностях. Напряжение на выводе транзистора, взятое по отношению к потенциалу земли, обозначается буквенным индексом (К, Б или Э): например, $U_К$ — это напряжение на коллекторе. Напряжение между выводами обозначается двойным индексом: например, $U_{БЭ}$ — это напряжение между базой и эмиттером. Если индекс образован двумя одинаковыми буквами, то это — напряжение источника питания: $U_{КК}$ — это напряжение питания (обычно положительное) коллектора, $U_{ЭЭ}$ — напряжение питания (обычно отрицательное) эмиттера.

2.01. Первая модель транзистора: усилитель тока

Итак, начнем. Транзистор — это электронный прибор, имеющий три вывода (рис. 2.1). Различают транзисторы $n — p — n$- и $p — n — p$-типа. Транзисторы $n — p — n$-типа подчиняются следующим правилам (для транзисторов $p — n — p$-типа правила сохраняются, но следует учесть, что полярности напряжений должны быть изменены на противоположные):

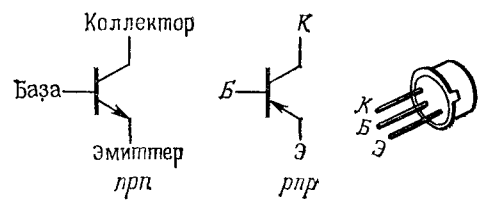


Рис. 2.1.

1. Коллектор имеет более положительный потенциал, чем эмиттер.

2. Цепи база — эмиттер и база — коллектор работают как диоды (рис. 2.2). Обычно диод база — эмиттер открыт, а диод база — коллектор смещен в обратном направлении.

3. Каждый транзистор характеризуется максимальными значениями $I_К$, $I_Б$ и $U_{КЭ}$. За превышение этих значений приходится расплачиваться новым транзистором (типичные значения приведены в табл. 2.1). Следует помнить и о предельных значениях других пара-

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

метров, например рассеиваемой мощности ($I_К U_{КЭ}$), температуры, $U_{БЭ}$ и др.

4. Если правила 1—3 соблюдены, то ток $I_К$ прямо пропорционален току $I_Б$ и можно записать следующее соотношение:

$$I_К = h_{21Э} I_Б = \beta I_Б,$$

где $h_{21Э}$ — коэффициент усиления по току (обозначаемый также β), обычно составляет около 100. Замечание: параметр $h_{21Э}$ не следует путать с прямой проводимостью диода база — коллектор; этот диод смещен в обратном направлении. Будем считать, что $h_{21Э}$ просто характеризует работу транзистора.

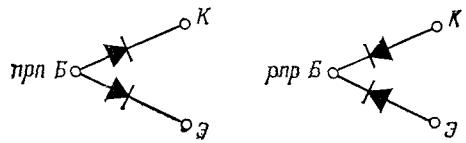


Рис. 2.2.

Правило 4 определяет основное свойство транзистора: небольшой ток базы управляет большим током коллектора.

Запомните: параметр $h_{21Э}$ нельзя назвать «удобным»; для различных транзисторов одного и того же типа его величина может изменяться от 50 до 250. Он зависит также от тока коллектора, напряжения между коллектором и эмиттером и температуры. *Схему можно считать плохой, если на ее характеристики влияет величина параметра* $h_{21Э}$.

Рассмотрим правило 2. Из него следует, что напряжение между базой и эмиттером нельзя увеличивать неограниченно, так как если потенциал базы будет превышать потенциал эмиттера более чем на 0,6—0,8 В (прямое напряжение диода), то возникнет очень большой ток. Следовательно, в работающем транзисторе напряжения на базе и эмиттере связаны следующим соотношением: $U_Б \approx U_Э + 0{,}6$ В ($U_Б = U_Э + U_{БЭ}$). Еще раз уточним, что полярности напряжений указаны для транзисторов n — p — n-типа, их следует изменить на противоположные для транзисторов p — n — p-типа.

Обращаем ваше внимание на то, что, как уже отмечалось, ток коллектора не связан с проводимостью диода. Дело в том, что обычно к диоду коллектор — база приложено обратное напряжение. Более того, ток коллектора очень мало зависит от напряжения на коллекторе (этот диод подобен небольшому источнику тока), в то время как прямой ток, а следовательно, и проводимость диода резко увеличиваются при увеличении приложенного напряжения.

НЕКОТОРЫЕ ОСНОВНЫЕ ТРАНЗИСТОРНЫЕ СХЕМЫ

2.02. Транзисторный переключатель

Рассмотрим схему, изображенную на рис. 2.3. Это транзисторный переключатель. Его работу помогают понять правила, приведенные в предыдущем разделе. Когда контакт переключателя разомкнут, ток базы отсутствует. Значит, как следует из правила 4, отсутствует и ток коллектора. Лампа не горит.

Когда переключатель замкнут, напряжение на базе составляет 0,6 В (диод база — эмиттер открыт). Падение напряжения на резисторе базы составляет 9,4 В, следовательно, ток базы равен 9,4 мА. Если, не подумав, воспользоваться правилом 4, то можно получить неправильный результат: $I_К = 940$ мА (для типичного значения $\beta = 100$). В чем же ошибка? Дело в том, что правило 4 действует лишь в том случае, если соблюдено правило 1; если ток коллектора достиг 100 мА, то падение напряжения на лампе составляет 10 В. Для того чтобы ток был еще больше, нужно чтобы потенциал коллектора был меньше потенциала земли. Но транзистор не может перейти в такое состояние. Когда потенциал коллектора приближается к потенциалу земли, транзистор переходит в режим насыщения (типичные значения напряжения насыщения лежат в диапазоне 0,05—0,2 В, см. приложение Ж) и изменение потенциала коллектора прекращается. В нашем случае лампа загорается, когда падение напряжения на ней составляет 10 В.

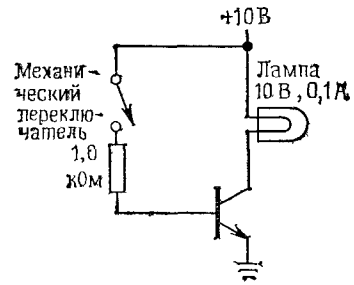


Рис. 2.3.

Если на базу подается избыточный сигнал (мы использовали ток 9,4 мА, хотя достаточно было бы иметь 1,0 мА), то схема не тратит этот избыток; в нашем случае это очень выгодно, так как через лампу протекает больший ток, когда она находится в холодном состоянии (сопротивление лампы в холодном состоянии в 5—10 раз меньше, чем при протекании рабочего тока). Кроме того, при небольших напряжениях между коллектором и базой уменьшается коэффициент β, а значит, для того чтобы перевести транзистор в режим насыщения, нужен дополнительный ток базы (см. приложение Ж). Иногда к базе подключают резистор (с сопротивлением, например, 10 кОм), для того чтобы при разомкнутом переключателе потенциал базы наверняка был равен потенциалу земли.

Этот резистор не влияет на работу схемы при замкнутом переключателе, так как через него протекает лишь малая доля от тока базы (0,06 мА).

При разработке транзисторных переключателей вам пригодятся следующие рекомендации:

1. Сопротивление резистора в цепи базы лучше брать поменьше, тогда избыточный базовый ток будет больше. Эта рекомендация особенно полезна для схем, управляющих включением ламп, так как при низком значении $U_{КЭ}$ уменьшается и коэффициент β. О ней следует помнить и при разработке быстродействующих переключателей, так как на очень высоких частотах (порядка мегагерц) проявляются емкостные эффекты и уменьшается значение коэффициента β. Для уве-

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

личения быстродействия к базовому резистору параллельно подключают конденсатор.

2. Если потенциал нагрузки по какой-либо причине меньше потенциала земли (например, если на нагрузке действует напряжение переменного тока или она индуктивна), то параллельно коллекторному переходу следует подключить диод (можно также использовать диод, включенный на землю и в обратном направлении по отношению к положительному потенциалу питания), тогда цепь коллектор — база не будет проводить ток при отрицательном напряжении на нагрузке.

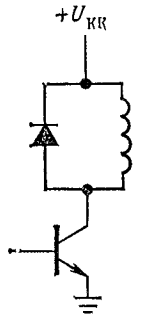


Рис. 2.4.

3. При использовании индуктивных нагрузок транзистор следует предохранять с помощью диода, подключенного к нагрузке, как показано на рис. 2.4. Если переключатель разомкнут, то в отсутствие диода на коллекторе будет действовать большое положительное напряжение, скорее всего превышающее значение напряжения пробоя для цепи коллектор — эмиттер. Это связано с тем, что индуктивность стремится сохранить ток включенного состояния, протекающий от источника $U_{КК}$ к коллектору (вспомните свойства индуктивностей в разд. 1.31).

Транзисторные переключатели позволяют производить переключение очень быстро, время переключения измеряется обычно долями микросекунд. С их помощью можно переключать несколько схем одним управляющим сигналом. Еще одно достоинство транзисторных переключателей состоит в том, что они дают возможность производить дистанционное «холодное» переключение, при котором на переключатели поступают только управляющие сигналы постоянного тока. (Если «гонять» сами переключаемые мощные сигналы, то при передаче их по кабелям могут возникать емкостные выбросы, а сигналы могут сильно ослабляться).

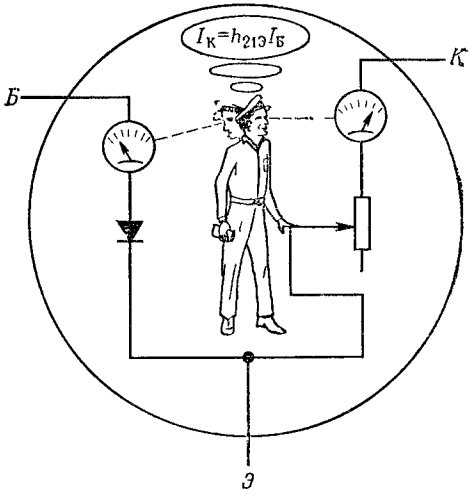


Рис. 2.5.

Транзистор в образе человека. Рис. 2.5 дает представление о некоторых ограничениях, свойственных транзистору. Представим себе, что задача человека на рис. 2.5 состоит в том, чтобы обеспечивать выполнение соотношения $I_К=h_{21Э}I_Б$; при этом он может управлять только переменным резистором. Итак, он может создать короткое замыкание в схеме (режим насыщения), или разомкнуть ее (транзистор в выключенном состоянии), или создать какое-то промежуточное состояние; он не имеет права использовать батареи, источники тока и т. п. Не следует, однако, думать, что коллектор транзистора на самом деле похож на резистор. Это не так. Человек старается сделать так, чтобы через него все время протекал постоянный неизменный ток (величина этого тока зависит от приложенного к базе напряжения).

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Следует помнить, что в любой заданный момент времени транзистор может: а) быть в режиме отсечки, т. е. выключиться (отсутствует ток коллектора); б) находиться в активном режиме (небольшой ток коллектора, напряжение на коллекторе выше, чем на эмиттере); в) перейти в режим насыщения (напряжение на коллекторе приблизительно равно напряжению на эмиттере). Более подробно режим насыщения транзистора описан в приложении Ж.

2.03. Эмиттерный повторитель

На рис. 2.6 показан эмиттерный повторитель. Он назван так потому, что выходной сигнал снимается с эмиттера, напряжение на котором равно напряжению на входе (на базе) минус падение напряжения на диоде (на переходе база — эмиттер): $U_Э=U_В-0{,}6$ В. Выходной сигнал по форме повторяет входной, но уровень его напряжения на 0,6—0,7 В ниже. Для приведенной схемы входное напряжение $U_{вх}$ должно составлять по крайней мере 0,6 В, иначе выходное напряжение будет равно потенциалу земли. Если к эмиттерному резистору подключить источник отрицательного напряжения, то входной сигнал может быть отрицательным. Обратите внимание, что в эмиттерном повторителе отсутствует резистор в коллекторной цепи.

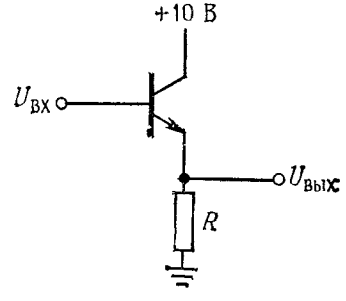


Рис. 2.6.

На первый взгляд эта схема может показаться бесполезной, но дело в том, что ее входной импеданс значительно больше, чем выходной. Из этого следует, что источник входного сигнала будет отдавать меньшую мощность, если нагрузку подключить к нему не непосредственно, а через эмиттерный повторитель. Поэтому обладающий внутренним импедансом источник (имеется в виду его эквивалентная схема) может через повторитель работать на нагрузку, которая обладает сравнимым или даже более низким импедансом, без потери амплитуды сигнала (эта потеря неизбежна при прямом включении из-за эффекта делителя напряжения). Иными словами, эмиттерный повторитель обеспечивает усиление по току, хотя и не дает усиления по напряже-

нию. Он также обеспечивает усиление по мощности. Как видите, усиление по напряжению — это еще не все!

Входной и выходной импеданс эмиттерного повторителя. Итак, эмиттерный повторитель обладает способностью согласовывать импедансы источников сигналов и нагрузок. В этом и состоит его назначение.

Давайте подсчитаем входной и выходной импеданс эмиттерного повторителя. Предположим, что в приведенной схеме в качестве нагрузки выступает резистор R (на практике иногда так и бывает, в других случаях нагрузку подключают параллельно резистору R, но при параллельном соединении преобладает сопротивление R). Пусть напряжение на базе изменилось на величину $\Delta U_Б$; соответствующее изменение напряжения на эмиттере составит $\Delta U_Э = \Delta U_Б$. Определим изменение тока эмиттера: $\Delta I_Э = \Delta U_Б / R$, равное $\Delta I_Б = [1/(h_{21э} + 1)]\Delta I_Э = \Delta U_Б / R(h_{21э} + 1)$ (с учетом того, что $I_Э = I_К + I_Б$). Входное сопротивление схемы равно $\Delta U_Б / \Delta I_Б$, следовательно,

$$r_{вх} = (h_{21э} + 1) R.$$

Коэффициент β ($h_{21э}$) обычно имеет значение около 100, поэтому подключение нагрузки с небольшим импедансом приводит к тому, что импеданс со стороны базы становится очень большим; с такой нагрузкой схеме легко работать.

В выполненном только что преобразовании, как и в гл. 1, мы использовали для обозначения некоторых величин строчные буквы, например $h_{21э}$, тем самым мы указали, что имеем дело с приращениями (малыми сигналами). Различие между коэффициентом усиления по постоянному току ($h_{21Э}$) и коэффициентом усиления по току для малого сигнала $h_{21э}$ не всегда очевидно, и для того, и для другого случая используют понятие коэффициента усиления β. Если учесть, что $h_{21э} \approx h_{21Э}$ (за исключением очень высоких частот) и в большинстве случаев интерес представляет не точное, а приблизительное значение этого коэффициента, то использование коэффициента β вполне допустимо.

В полученном соотношении фигурируют активные сопротивления, однако его можно обобщить и распространить на комплексные импедансы, если переменные $\Delta U_В$, $\Delta I_Б$ и др. заменить их комплексными представлениями. В результате получим правило преобразования импедансов для эмиттерного повторителя;

$$\mathbf{Z}_{вх} = (h_{21э} + 1)\,\mathbf{Z}_{нагр}.$$

Проделав аналогичные преобразования, найдем выходной импеданс эмиттерного повторителя $Z_{вых}$ (импеданс со стороны эмиттера) при использовании источника сигнала с внутренним импедансом $\mathbf{Z}_{ист}$:

$$\mathbf{Z}_{вых} = \mathbf{Z}_{ист}/(h_{21э} + 1).$$

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Строго говоря, в выходной импеданс схемы надо включить и сопротивление параллельного резистора R, но $\mathbf{Z}_{вых}$ (импеданс со стороны эмиттера) играет основную роль [1].

Упражнение 2.1. Покажите, что приведенное выше соотношение справедливо. Подсказка: найдите изменение выходного тока при фиксированном напряжении источника и заданном изменении выходного напряжения. Учтите, что напряжение источника подается на базу через его последовательно включенное внутреннее сопротивление.

Благодаря таким полезным свойствам эмиттерные повторители находят широкое практическое применение, например при создании внутри схем (или на их выходе) источников сигналов с низким импедансом, при получении стабильных эталонных напряжений на основе эталонных источников с высоким импедансом (сформированных, скажем, с помощью делителей напряжения) и для изоляции источников сигналов от влияния последующих каскадов.

Упражнение 2.2. На основе эмиттерного повторителя, к базе которого подключен делитель напряжения, создайте схему источника напряжения +5 В при условии, что используется стабилизированный источник напряжения питания +15 В. Ток нагрузки (максимальный) равен 25 мА. Сопротивления резисторов следует выбрать так, чтобы при подключении полной нагрузки напряжение на выходе изменялось не более чем на 5%.

Некоторые замечания по поводу эмиттерных повторителей.

1. Запомните, что транзистор n — p — n-типа в эмиттерном повторителе может только отдавать ток. Например, для схемы, показанной на рис. 2.7, выходное напряжение в положительной полуплоскости изменяется в пределах напряжения насыщения транзистора $U_{КК}$ (что составляет +9,9 В), в отрицательной полуплоскости оно ограничено значением — 5 В. Это связано с тем, что при увеличении отрицательного напряжения на входе транзистор в определенный момент просто выключается, напряжение на входе составляет при этом —4,4 В, а на выходе составляет —5 В. Дальнейшее увеличение отрицательного напряжения на входе приводит лишь к обратному смещению перехода база — эмиттер, но на выходе это никак не проявляется. Выходной сигнал для входного синусоидального напряжения с амплитудой 10 В показан на рис. 2.8.

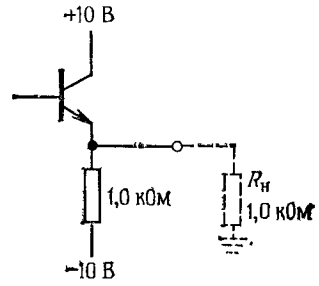


Рис. 2.7.

Можно также рассматривать поведение эмиттерного повторителя, исходя из того, что он обладает небольшим выходным импедансом для малого сигнала (динамический импеданс). Его выходной импеданс

[1] Почти всегда $\mathbf{Z}_{вых} \ll R$, а на эквивалентной схеме $\mathbf{Z}_{вых} \| R \cong \mathbf{Z}_{вых}$. — *Прим. ред.*

для большого сигнала может быть значительно больше (равен $R_э$). Изменение импеданса от первого значения ко второму происходит в тот момент, когда транзистор выходит из активного режима (в нашем примере при напряжении на выходе —5 В). Иначе говоря, небольшой выходной импеданс для малого сигнала не означает еще, что схема может

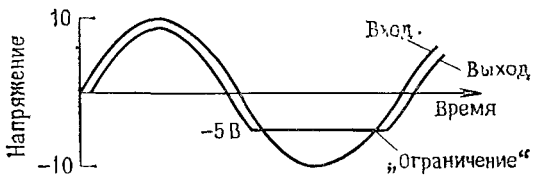


Рис. 2.8.

создавать большой сигнал на низкоомной нагрузке. Если схема имеет небольшой выходной импеданс для малого сигнала, то из этого не следует, что она обладает способностью передавать в нагрузку большой ток.

Для того чтобы преодолеть ограничение, присущее схеме эмиттерного повторителя, можно, например, в эмиттерной цепи использовать резистор с меньшим сопротивлением (тогда на резисторе и транзисторе будет рассеиваться большая мощность), или использовать транзистор p — n — p-типа (если сигналы могут иметь только отрицательную полярность), или использовать двухтактную схему, в которой два транзистора (n — p — n- и p — n — p-типа) взаимно дополняют друг друга (позже вы узнаете об этой схеме более подробно). Проблемы такого рода возникают также в тех случаях, когда нагрузка эмиттерного повторителя имеет внутри собственный источник напряжения или тока. Примером такой схемы служит стабилизированный источник питания (на выходе которого стоит обычно эмиттерный повторитель), работающий на схему, содержащую собственный источник питания.

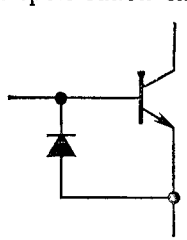


Рис. 2.9.

2. Не забывайте, что напряжение пробоя перехода база — эмиттер для кремниевых транзисторов невелико и часто составляет всего 6 В. Входные сигналы, имеющие достаточно большую амплитуду для того, чтобы вывести транзистор из состояния проводимости, могут вызвать пробой перехода (и последующее уменьшение значения коэффициента $h_{21э}$). Для предохранения от пробоя можно использовать диод (рис. 2.9)[1].

3. Коэффициент усиления по напряжению для эмиттерного повторителя имеет значение чуть меньше 1,0, так как падение напряжения на переходе база — эмиттер фактически не является постоянным, а не-

[1] Этот пробой не страшен для транзистора, если ток ограничен: при снятии перегрузки снимается и пробой, так как он подобен режиму «пробоя» в стабилитроне. — *Прим. ред.*

много зависит от коллекторного тока. Далее в этой главе мы вернемся к этому вопросу, когда будем рассматривать уравнение Эберса — Молла.

2.04. Использование эмиттерных повторителей в качестве стабилизаторов напряжения

Простейшим стабилизатором напряжения служит обычный зенеровский диод-стабилитрон (рис. 2.10). Через него должен протекать некоторый ток, поэтому нужно обеспечить выполнение следующего условия:

$$(U_{вх}-U_{вых})/R > I_{вых}\ (макс).$$

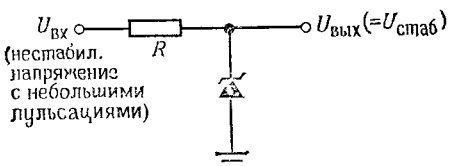


Рис. 2.10.

Так как напряжение $U_{вх}$ не стабилизировано, то в формулу нужно поставить наименьшее возможное значение $U_{вх}$. Это пример того, как следует проектировать схему для жестких условий работы. На практике учитывают также допуски на параметры компонентов, предельные значения напряжения в сети и т. п., стремясь предусмотреть наихудшее возможное сочетание всех значений.

На стабилитроне рассеивается мощность:

$$P_{стаб}=[(U_{вх}-U_{вых})/R-I_{вых}]\,U_{вых}.$$

Для того чтобы предусмотреть работу в жестких условиях, при расчете $P_{стаб}$ также следует использовать значения $U_{вх}$ (макс), R (мин) и $I_{вых}$ (мин).

Упражнение 2.3. Разработайте стабилизированный источник напряжения ±10 В для токов нагрузки величиной от 0 до 100 мА; входное напряжение изменяется в пределах от 20 до 25 В. В любых условиях (в том числе и в самых жестких) через стабилитрон должен протекать ток 10 мА. На какую предельную мощность должен быть рассчитан стабилитрон?

Стабилизированный источник с зенеровским диодом, как правило, используют в некритичных схемах или в схемах, где потребляемый ток невелик. Ограничения такой схемы проявляются в следующем:

1. Напряжение $U_{вых}$ нельзя отрегулировать или установить на заданное значение.
2. Стабилитроны имеют конечное динамическое сопротивление, а в связи с этим они не всегда достаточно сильно сглаживают пульсации входного напряжения и влияние изменения нагрузки.
3. При широком диапазоне изменения токов нагрузки приходится выбирать стабилитрон с большой мощностью рассеяния, так как при малом токе нагрузки он должен рассеять на себе значительную мощность, равную максимальной мощности в нагрузке.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

На рис. 2.11 представлена улучшенная схема, в которой зенеровский диод отделен от нагрузки эмиттерным повторителем. В такой схеме дела обстоят лучше. Ток стабилитрона теперь относительно независим от тока нагрузки, так как по цепи базы транзистора протекает небольшой ток и мощность, рассеиваемая на стабилитроне, значительно меньше (уменьшение в $h_{21э}$ раз). Резистор $R_К$ предохраняет транзистор от выхода из строя при кратковременном коротком замыкании выхода за счет ограничения тока, и, хотя эмиттерный повторитель нормально работает и без этого резистора, его присутствие в схеме вполне обоснованно. Резистор $R_К$ следует выбирать так, чтобы при максимальном токе нагрузки падение напряжения на нем было меньше, чем на резисторе R.

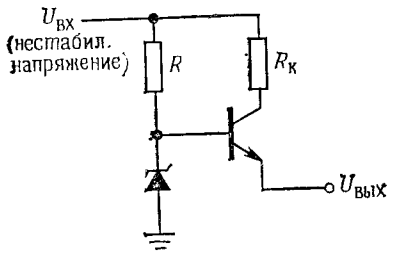


Рис. 2.11.

Упражнение 2.4. Разработайте источник напряжения +10 В, который имел бы такие же параметры, как источник в упражнении 2.3. Используйте в схеме стабилитрон и эмиттерный повторитель. Рассчитайте, какую мощность рассеивают транзистор и стабилитрон в наихудшем случае. Каково процентное изменение тока стабилитрона при переходе от ненагруженного состояния к нагруженному? Сравните эти результаты с результатами предыдущего упражнения.

В ряде вариантов рассмотренной схемы предусматривают меры для снижения пульсаций тока в стабилитроне (протекающего через резистор R). В частности, может быть использован источник тока для питания стабилитрона. Этот случай мы рассмотрим в разд. 2.06. Другой метод основан на использовании в цепи питания стабилитрона фильтра низких частот (рис.2.12). Резистор R выбирают так, чтобы обеспечить необходимый ток в стабилитроне. Конденсатор C должен иметь емкость, достаточно большую для того, чтобы выполнялось условие $RC \gg 1/f$. (В одном из вариантов этой схемы верхний резистор заменен диодом.)

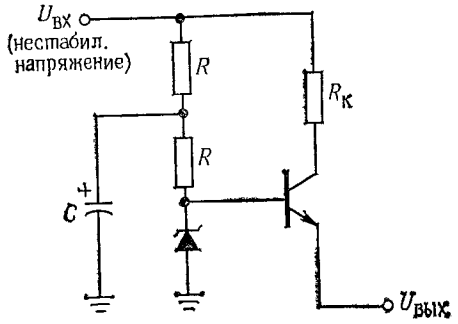


Рис. 2.12.

В дальнейшем вы познакомитесь с более совершенными стабилизаторами, в которых выходное напряжение легко и плавно настраивать благодаря обратной связи. Вместе с тем они представляют собой гораздо лучшие источники напряжения, выходные импедансы которых измеряются в миллиомах, температурные коэффициенты — в миллионных долях на °С и т. д.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

2.05. Смещение в эмиттерном повторителе

Если на эмиттерный повторитель должен поступать сигнал с предшествующего каскада схемы, то лучше всего подключить его непосредственно к выходу предыдущего каскада, как показано на рис. 2.13. Так как сигнал на коллекторе транзистора T_1 изменяется в пределах диапазона, ограниченного значениями напряжения источников питания, то потенциал базы T_2 всегда заключен между напряжением $U_{КК}$ и

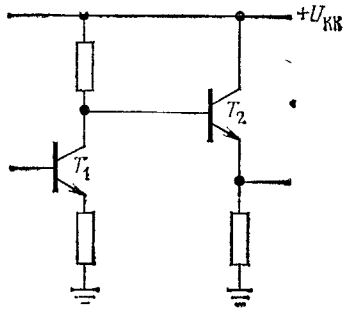


Рис. 2.13.

Рис. 2.14.

потенциалом земли, а следовательно, T_2 находится в активной области (не насыщен и не в отсечке). При этом переход база — эмиттер открыт, а потенциал коллектора, по крайней мере на несколько десятых долей вольта больше, чем потенциал эмиттера. В некоторых случаях вход эмиттерного повторителя и напряжение питания неудачно соотносятся друг с другом, и тогда может возникнуть необходимость в емкостной связи (или связи по переменному току) с внешним источником сигнала (например, это относится к сигнальному входу высококачественного усилителя низкой звуковой частоты). В этом случае среднее напряжение сигнала равно нулю, и непосредственная связь с эмиттерным повторителем приведет к тому, что сигнал на выходе будет изменяться относительно входа, как показано на рис 2.14.

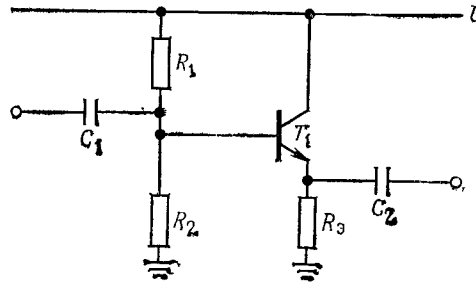


Рис. 2.15.

В эмиттерном повторителе (а фактически в любом транзисторном усилителе) необходимо создать *смещение* для того, чтобы коллекторный ток протекал в течение полного периода сигнала. Проще всего воспользоваться для этого делителем напряжения (рис. 2.15). Резисторы R_1 и R_2 выбраны так, что в отсутствие входного сигнала потенциал базы равен половине разности между напряжением источника $U_{КК}$ и потен-

циалом земли, т. е. сопротивления R_1 и R_2 равны. Процесс выбора рабочих напряжений в схеме в отсутствие поданных на ее вход сигналов называется установкой рабочей точки или точки покоя. Для этой схемы, как и в большинстве случаев, точку покоя устанавливают так, чтобы на выходе формировался максимальный симметричный сигнал (без ограничений или срезов). Какими должны быть при этом сопротивления резисторов R_1 и R_2? Применяя общий подход (разд. 1.05), допустим, что импеданс источника смещения по постоянному току (импеданс со стороны выхода делителя) мал по сравнению с импедансом нагрузки (импеданс по постоянному току со стороны базы повторителя). Тогда

$$R_1 \| R_2 \ll h_{21э} R_э.$$

Из этого соотношения следует, что ток, протекающий через делитель напряжения, должен быть больше, чем ток, протекающий по цепи базы.

Пример разработки схемы эмиттерного повторителя. В качестве примера разработаем схему эмиттерного повторителя для сигналов звуковой частоты (от 20 Гц до 20 кГц). Напряжение $U_{КК}$ составляет +15 В, ток покоя равен 1 мА.

Шаг 1. Выбор напряжения $U_э$. Для получения симметричного сигнала без срезов необходимо, чтобы выполнялось условие $U_э = 0{,}5\ U_{КК}$, или +7,5 В.

Шаг 2. Выбор резистора $R_э$. Ток покоя должен составлять 1 мА, поэтому $R_э = 7{,}5$ кОм.

Шаг 3. Выбор резисторов R_1 и R_2. Напряжение $U_б$ — это сумма $U_э + 0{,}6$ В, или 8,1 В. Из этого следует, что сопротивления резисторов R_1 и R_2 относятся друг к другу как 1 : 1,17. Учитывая известный уже нам критерий выбора нагрузки, мы должны подобрать резисторы R_1 и R_2 так, чтобы сопротивление их параллельного соединения составляло приблизительно 75 кОм или меньше (0,1 от произведения 7,5 кОм на $h_{21э}$). Выберем следующие стандартные значения сопротивлений: $R_1 = 130$ кОм, $R_2 = 150$ кОм.

Шаг 4. Выбор конденсатора C_1. Конденсатор C_1 и сопротивление нагрузки источника образуют фильтр высоких частот. Сопротивление нагрузки источника есть параллельное соединение входного сопротивления транзистора со стороны базы и сопротивления делителя напряжения базы. Предположим, что нагрузка схемы велика по сравнению с эмиттерным резистором, тогда входное сопротивление транзистора со стороны базы равно $h_{21э}R_э$, т. е. составляет ~750 кОм. Эквивалентное сопротивление делителя равно 70 кОм. Тогда нагрузка для конденсатора составляет 63 кОм и емкость конденсатора должна быть равна по крайней мере 0,15 мкФ. В этом случае точке —3 дБ будет соответствовать частота, меньшая чем 20 Гц.

Шаг 5. Выбор конденсатора C_2. Конденсатор C_2 и неизвестный импеданс нагрузки образуют фильтр высоких частот. Мы не ошибемся, если предположим, что импеданс нагрузки не будет меньше $R_э$. Тогда для того, чтобы точке —3 дБ соответствовало значение частоты, меньшее чем 20 Гц, емкость конденсатора C_2 должна быть равна по крайней мере 1,0 мкФ. Так как мы получили двухкаскадный фильтр высоких частот, то для предотвращения снижения амплитуды сигнала на самой низкой из интересующих нас частот емкости следует взять немного побольше. Вполне подойдут следующие значения: $C_1 = 0{,}5$ и $C_2 = 3{,}3$ мкФ.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Эмиттерные повторители с расщепленными источниками. В связи с тем что сигналы часто находятся «возле земли», удобно использовать симметричное питание повторителей — с положительным и отрицательным напряжением. В такой схеме легче обеспечить смещение, и для нее не нужны развязывающие конденсаторы (рис. 2.16).

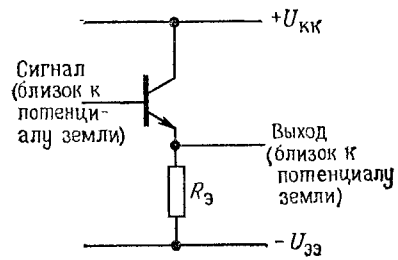


Рис. 2.16.

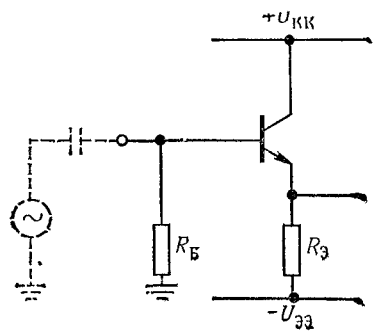


Рис. 2.17.

Замечание: в схеме обязательно должна быть предусмотрена цепь постоянного тока для тока базы, даже если этот ток течет просто «на землю». В схеме рис. 2.16 эту роль играет источник сигнала, соединенный с землей по постоянному току. Если же это не так (например, имеется емкостная связь с источником), то следует предусмотреть связь базы с землей через резистор (рис. 2.17). Как и прежде, сопротивление $R_б$ должно составлять приблизительно 0,1 от произведения $h_{21э}R_э$.

Упражнение 2.5. Разработайте эмиттерный повторитель с источниками напряжения ±15 В для диапазона звуковых частот (20 Гц — 20 кГц). Ток покоя равен 5 мА, на входе имеется емкостная связь.

Пример плохого смещения. К сожалению, иногда встречаются такие неудачные схемы, как на рис. 2.18. При выборе резистора $R_б$ для этой схемы предположили, что коэффициет $h_{21э}$ имеет определенное значение (100), оценили величину тока базы и предположили, что падение напряжения на $R_б$ составит 7 В. Расчет схемы выполнен плохо; коэффициент $h_{21э}$ не следует брать за основу расчета, так как его значение может существенно изменяться. Если напряжение смещения задать с помощью делителя напряжения, как в рассмотренном

выше примере, то точка покоя будет нечувствительна к изменениям коэффициента β. Например, в предыдущей схеме напряжение на эмиттере увеличится всего на 0,35 В (5%), если вместо номинальной величины $h_{21э}=100$ будем иметь величину $h_{21э}=200$. На примере эмиттерного повторителя мы показали вам, как можно попасть в ловушку и разработать никуда не годную схему. Такие ошибки возможны и в схемах с другим включением транзисторов (например, дальше в этой главе будет представлена схема с общим эмиттером).[1)]

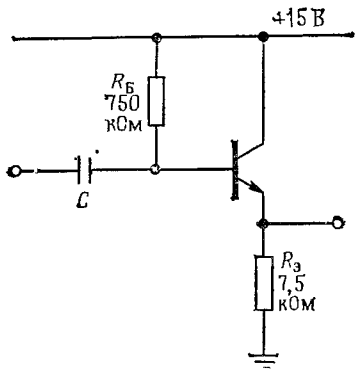


Рис. 2.13.

2.06. Транзисторный источник тока

Хотя источники тока не столь известны, они не менее полезны и важны, чем источники напряжения. Источники тока представляют собой прекрасное средство для обеспечения смещения транзисторов и, кроме того, незаменимы в качестве активной нагрузки для усилительных каскадов с большим коэффициентом усиления и в качестве источников питания эмиттеров для дифференциальных усилителей. Источники тока необходимы для работы таких устройств, как интеграторы, генераторы пилообразного напряжения. В схемах усилителей и стабилизаторов они обеспечивают широкий диапазон напряжений. И наконец, источники постоянного тока требуются в некоторых областях, не имеющих прямого отношения к электронике, например в электрохимии, электрофорезе.

Подключение резистора к источнику напряжения. Схема простейшего источника тока показана на рис 2.19. При условии что $R_н \ll R$ (иными словами, $U_н \ll U$), ток сохраняет почти постоянное значение и равен приблизительно $I=U/R$. Если нагрузкой является конденсатор, то, при условии что $U_{конд} \ll U$, он заряжается с почти постоянной скоростью, определяемой начальным участком экспоненты, характерной для данной RC-цепи.

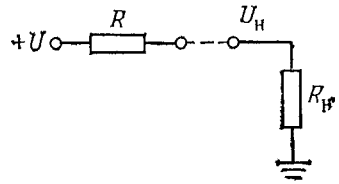


Рис. 2.19.

Простейшему резистивному источнику тока присущи существенные недостатки. Для того чтобы получить хорошее приближение к источнику тока, следует использовать большие напряжения, а при этом на резисторе рассеивается большая мощность. Кроме того, током этого источника трудно управлять в широком диапазоне с помощью напряжения, формируемого где-либо в другом узле схемы.

[1)] В случае эмиттерного повторителя, работающего с малыми сигналами (для рис. 2.18 это сигналы амплитудой не более 1—2 В), такое смещение вполне допустимо,— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Упражнение 2.6. Допустим, нам нужен источник тока, который бы обеспечивал точность 1% в диапазоне изменения напряжения на нагрузке от 0 до +10В. Какой источник напряжения нужно подключить последовательно к резистору?

Упражнение 2.7. Допустим, что в предыдущем упражнении требуется получить от источника ток 10 мА. Какая мощность будет рассеиваться на резисторе? Какая мощность передается нагрузке?

Транзисторный источник тока. Очень хороший источник тока можно построить на основе транзистора (рис. 2.20). Работает он следующим образом: напряжение на базе $U_Б > 0{,}6$ В поддерживает эмиттерный переход в открытом состоянии: $U_Э = U_Б - 0{,}6$ В. В связи с этим $I_Э = U_Э/R_Э = (U_Б - 0{,}6\text{ В})/R_Э$. Так как для больших значений коэффициента $h_{21э}$ $I_Э \approx I_К$, то $I_К \approx (U_Б - 0{,}6\text{ В})/R_Э$ независимо от напряжения $U_К$ до тех пор, пока транзистор не перейдет в режим насыщения ($U_К > U_Э + 0{,}2$ В).

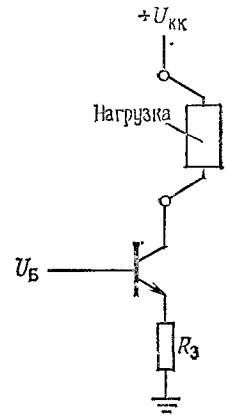


Рис. 2.20.

Смещение в источнике тока. Напряжение на базе можно сформировать несколькими способами. Хороший результат дает использование делителя напряжения, если он обеспечивает достаточно стабильное напряжение. Как и в предыдущих случаях, сопротивление делителя должно быть значительно меньше сопротивления схемы со стороны базы по постоянному току $h_{21э}R_Э$. Можно воспользоваться также зенеровским диодом и использовать для смещения источник питания $U_{КК}$, а можно взять несколько диодов, смещенных в прямом направлении и соединенных последовательно, и подключить их между базой и соответствующим источником питания эмиттера. На рис. 2.21 пока-

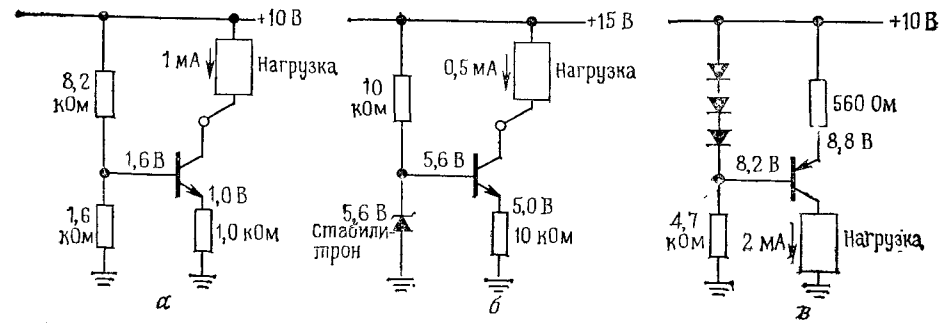


Рис. 2.21. Схемы транзисторных источников тока с тремя способами подачи смещения на базу.

В транзисторы n—p—n-типа ток втекает, а из транзисторов p—n—p-типа вытекает. На схеме (в) показан источник с заземленной нагрузкой.

заны примеры схем смещения. В последнем примере (рис. 2.21, *в*) транзистор p — n — p-типа *питает* током заземленную нагрузку (он — источник тока). Остальные примеры (в которых используются транзисторы n — p — n-типа) правильнее было бы назвать «поглотителями» тока, но принято называть все схемы такого типа источниками тока. В первой схеме сопротивление делителя напряжения составляет приблизительно 1,3 кОм и очень мало по сравнению с сопротивлением со стороны базы, составляющим ~100 кОм (для $h_{21Э}=100$). Любое изменение коэффициента β, связанное с изменением напряжения на коллекторе, не повлияет существенным образом на выходной ток, так как соответствующее изменение напряжения на базе совсем мало. В двух других схемах резисторы в цепи смещения выбраны так, чтобы протекающий ток составлял несколько миллиампер,— этого достаточно, чтобы диоды были открыты.

Рабочий диапазон. Источник тока передает в нагрузку постоянный ток только до определенного конечного напряжения на нагрузке. В противном случае источник тока был бы способен генерировать бесконечную мощность. Диапазон выходного напряжения, в котором источник тока ведет себя как следует, называется рабочим диапазоном. Для рассмотренных только что транзисторных источников тока рабочий диапазон определяется исходя из того, что транзистор должен находиться в активном режиме работы. Так, в первой схеме напряжение на коллекторе можно понижать до тех пор, пока не будет достигнут режим насыщения, т. е. до +1,2 В. Вторая схема, с более высоким напряжением на эмиттере, сохраняет свойства источника лишь до значения напряжения на коллекторе, равного приблизительно +5,2 В.

Во всех случаях напряжение на коллекторе может изменяться от значения напряжения насыщения до значения напряжения питания. Например, последняя схема работает как источник тока в диапазоне напряжения на нагрузке, ограниченном значениями 0 и +8,6 В. Если в нагрузке используются батареи или собственные источники питания, то напряжение на коллекторе может быть больше, чем напряжение источника питания. При использовании такой схемы рекомендуется следить за тем, чтобы не возник пробой транзистора (напряжение $U_{КЭ}$ не должно превышать значение $U_{КЭпроб}$ — напряжение пробоя перехода коллектор — эмиттер) и не рассеивалась излишняя мощность (определяемая величиной произведения $I_К U_{КЭ}$). В разд. 5.07 вы увидите, что для мощных транзисторов область безопасной работы определяется специально.

Упражнение 2.8. В схеме имеются два стабилизированных источника напряжения: +5 и 15 В. Разработайте схему источника тока на основе транзистора n—p—n-типа, которая бы обеспечивала ток +5 мА. В качестве источника напряжения для базы используйте источник +5 В. Чему равен рабочий диапазон в такой схеме?

В источнике тока напряжение на базе не обязательно должно быть фиксированным. Если предусмотреть возможность изменения напряжения $U_Б$, то получим программируемый источник тока. Если выходной ток должен плавно отслеживать изменения входного напряжения, то размах входного сигнала $u_{вх}$ (напоминаем, что строчными буквами мы договорились обозначать *изменения*) должен быть небольшим, таким, чтобы напряжение на эмиттере никогда не уменьшалось до нуля. В таком источнике тока изменение выходного тока будет пропорционально изменениям входного напряжения.

Недостатки источников тока. Как сильно отличается транзисторный источник тока от идеального? Иными словами, изменяется ли ток в нагрузке при изменении, скажем, напряжения? И если да, то почему? Наблюдаются эффекты двух видов:

1. При заданном токе коллектора и напряжение $U_{БЭ}$, и коэффициент $h_{21Э}$ (эффект Эрли) несколько изменяются при изменении напряжения коллектор — эмиттер. Изменение напряжения $U_{БЭ}$, связанное с изменением напряжения на нагрузке, вызывает изменение выходного тока, так как напряжение на эмиттере (а следовательно, и эмиттерный ток) изменяется, даже если напряжение на базе фиксировано. Изменение значения коэффициента $h_{21Э}$ приводит к небольшим изменениям выходного (коллекторного) тока при фиксированном токе эмиттера, так как $I_К = I_Э - I_Б$; кроме того, немного изменяется напряжение на базе в связи с возможным изменением сопротивления источника смещения, обусловленного изменениями коэффициента $h_{21Э}$ (а следовательно, и тока базы). Эти изменения незначительны. Например, изменение выходного тока для схемы, представленной на рис. 2.21, *а*, составляет приблизительно 0,5% для транзистора типа 2N3565. В частности, при изменении напряжения на нагрузке от 0 до 8 В эффект Эрли обусловливает изменение тока на 0,5%, а нагрев транзистора — на 0,2%. Изменение коэффициента вносит дополнительный вклад в изменение выходного тока — 0,05% (для жесткого делителя напряжения). Все эти изменения приводят к тому, что источник тока работает хуже, чем идеальный: выходной ток немного зависит от напряжения и, следовательно, его сопротивление не бесконечно. В дальнейшем вы узнаете, что есть методы, которые позволяют преодолеть этот недостаток.

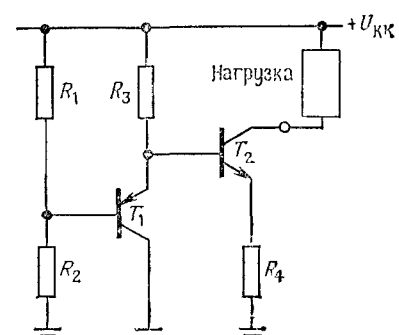


Рис. 2.22. Один из методов температурной компенсации источника тока.

2. Напряжение $U_{БЭ}$ и коэффициент $h_{21Э}$ зависят от температуры. В связи с этим при изменении температуры окружающей среды возникает дрейф выходного тока. Кроме того, температура перехода изменяется при изменении напряжения на нагрузке (в связи с изменением мощности, рассеиваемой транзистором) и приводит к тому, что источ-

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

ник работает не как идеальный. Изменение напряжения $U_{БЭ}$ в зависимости от температуры окружающей среды можно скомпенсировать с помощью схемы, показанной на рис. 2.22. В этой схеме падение напряжения между базой и эмиттером транзистора T_2 компенсируется падением напряжения на эмиттерном переходе T_1, который имеет такие же температурные характеристики. Резистор R_3 играет роль нагрузки для T_1, необходимой для задания втекающего тока базы транзистора T_2.

Улучшение характеристик источника тока. Вообще говоря, изменение напряжения $U_{БЭ}$, вызванное как влиянием температуры (относительное изменение составляет приблизительно —2 мВ/°С), так и зависимостью от напряжения $U_{БЭ}$ (эффект Эрли оценивается величиной $\Delta U_{БЭ} \approx -0{,}001\ \Delta U_{КЭ}$), можно свести к минимуму, если установить напряжение на эмиттере достаточно большим (по крайней мере 1 В), тогда изменение напряжения $U_{БЭ}$ на десятые доли милливольта не приведет к значительному изменению напряжения на эмиттерном резисторе (напомним, что схема поддерживает постоянное напряжение на базе). Например, если $U_Э$=0,1 В (т. е. к базе приложено напряжение 0,7 В), то изменение напряжения $U_{БЭ}$ на 10 мВ вызывает изменение выходного тока на 10%, если же $U_Э$=1,0 В, то такое же изменение $U_{БЭ}$ вызывает изменение тока на 1%. Однако не стоит заходить слишком далеко. Напомним, что нижняя граница рабочего диапазона определяется напряжением на эмиттере. Если в источнике тока, работающем от источника питания +10В, напряжение на эмиттере сделать равным +5 В, то диапазон выхода будет равен немного менее 5 В (напряжение на коллекторе может изменяться от $U_Э$+0,2 В до $U_{КК}$, т. е. от 5,2 до 10 В).

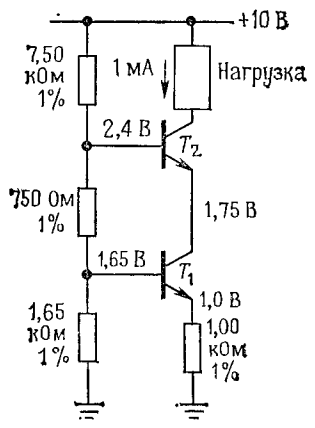


Рис. 2.23. Каскодный источник тока, обладающий повышенной устойчивостью к изменениям напряжения на нагрузке.

На рис. 2.23 показана схема, которая существенно улучшает характеристики источника тока. Источник тока T_1 работает, как и прежде, но напряжение на коллекторе фиксируется с помощью эмиттера T_2. Ток, текущий в нагрузку, такой же, как и прежде, так как коллекторный (для T_2) и эмиттерный токи приблизительно равны между собой (из-за большого значения $h_{21Э}$). В этой схеме напряжение $U_{КЭ}$ (для T_1) не зависит от напряжения на нагрузке, а это значит, что устранены изменения напряжения $U_{БЭ}$, обусловленные эффектом Эрли и температурой. Для транзисторов типа 2N3565 эта схема дает изменение тока на 0,1% при изменении напряжения на нагрузке от 0 до 8 В; для того чтобы схема обеспечивала указанную точность, следует использовать

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

стабильные резисторы с допуском 1%. (Кстати, эту схему используют в высокочастотных усилителях, где она известна под названием «каскод»). В дальнейшем вы познакомитесь со схемами источников тока, в которых используются операционные усилители и обратная связь и в которых также решена задача устранения влияния изменений $U_{БЭ}$ на выходной ток.

Влияние коэффициента $h_{21Э}$ можно ослабить, если выбрать транзистор с бóльшим значением $h_{21Э}$, тогда ток базы будет вносить незначительный вклад в ток эмиттера.

На рис. 2.24 показан еще один источник тока, в котором выходной ток не зависит от напряжения питания. В этой схеме напряжение $U_{БЭ}$ транзистора T_1, падая на резисторе R_2, определяет выходной ток независимо от напряжения $U_{КК}$:

$$U_{вых} = U_{БЭ}/R_2.$$

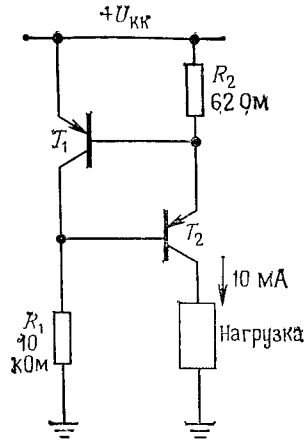


Рис. 2.24. Транзисторный источник тока с использованием напряжения $U_{БЭ}$ в качестве опорного.

С помощью резистора R_1 устанавливается смещение транзистора T_2 и потенциал коллектора T_1, причем этот потенциал меньше, чем напряжение $U_{КК}$, на удвоенную величину падения напряжения на переходе; тем самым уменьшается влияние эффекта Эрли. В этой схеме нет температурной компенсации; напряжение на R_2 уменьшается приблизительно на 2,1 мВ/°С и вызывает соответствующее изменение выходного тока (0,3%/°С).

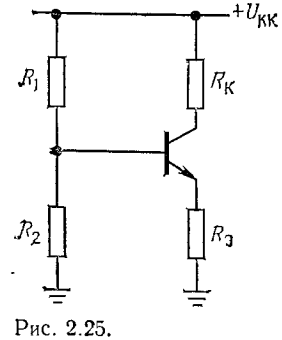


Рис. 2.25.

2.07. Усилитель с общим эмиттером

Рассмотрим источник тока, нагрузкой для которого служит резистор (рис. 2.25). Напряжение на коллекторе равно

$$U_К = U_{КК} - I_К R_К.$$

Можно через емкость задать сигнал в цепь базы, тогда напряжение на коллекторе будет изменяться. Рассмотрим пример, представленный на рис. 2.26. Конденсатор C выбран так, что фильтр высоких частот, образованный этим конденсатором и последовательно соединенными с ним резисторами смещения базы [1], пропускает все нужные частоты

[1] Эти резисторы по сигналу включены параллельно.— *Прим. ред.*

(резисторы в цепи базы обычно выбирают так, чтобы импеданс со стороны базы, т. е. входное сопротивление транзистора, был гораздо больше и им можно было пренебречь). Иначе говоря,

$$C \geqslant 1/2\pi f\ (R_1 \parallel R_2).$$

Благодаря напряжению смещения, приложенному к базе, и наличию эмиттерного резистора сопротивлением 1,0 кОм ток покоя коллектора составляет 1,0 мА. Этот ток создает на коллекторе напряжение +10 В (+20 В минус падение напряжения на сопротивлении 10 кОм при протекании тока 1,0 мА). Допустим теперь, что на базу подан сигнал $u_Б$. Напряжение на эмиттере повторяет изменение напряжения на базе $u_Э = u_Б$ и вызывает изменение эмиттерного тока:

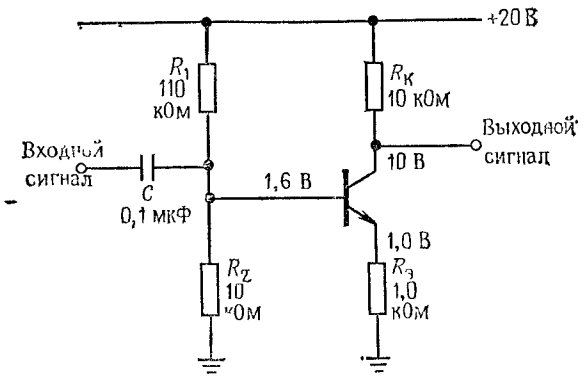


Рис. 2.26. Каскад усиления переменного тока с общим эмиттером.

$$i_Э = u_Э/R_Э = u_Б/R_Э$$

и приблизительно такое же изменение коллекторного тока (транзистор имеет большой коэффициент $h_{21Э}$). Итак, первоначальное изменение напряжения на базе вызывает изменение коллекторного напряжения:

$$u_К = -i_К R_К = -u_Б\,(R_К/R_Э).$$

Стоп! Получается, что схема представляет собой *усилитель напряжения*, коэффициент усиления которого определяется следующим образом:

$$\text{Коэффициент усиления} = u_{вых}/u_{вх} = -R_К/R_Э.$$

В нашем примере коэффициент усиления равен —10 000/1000, или —10. Знак минус говорит о том, что положительный сигнал на входе дает на выходе отрицательный сигнал (амплитуда которого в 10 раз больше, чем на входе). Такая схема называется усилителем с общим эмиттером с отрицательной обратной связью в цепи эмиттера.

Входное и выходное сопротивления для усилителя с общим эмиттером. Нетрудно определить входное и выходное сопротивления усилителя. Для входного сигнала схема представляет собой параллельное соединение резисторов 110 кОм, 10 кОм и входного сопротивления со стороны базы. Последнее приблизительно равно 100 кОм (сопротивление $R_Э$, увеличенное в $h_{21Э}$ раз), а значит, входное сопротивление равно приблизительно 8 кОм (преобладающую роль играет

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

сопротивление 10 кОм). Если используется развязывающий конденсатор, указанный на схеме, то получаем фильтр высоких частот с точкой —3 дБ на частоте 200 Гц. Для сигналов в рабочей полосе частот (выше частоты, соответствующей точке —3 дБ) конденсатором емкостью 0,1 мкФ можно пренебречь и учитывать только сопротивление 8кОм, соединенное с ним последовательно.

Выходное сопротивление определяется как параллельное соединение сопротивления 10 кОм и выходного сопротивления транзистора со стороны коллектора. Что же получается? Если бы не коллекторный резистор, то схема не отличалась бы от источника тока. Коллектор обладает очень большим сопротивлением (порядка мегаом), поэтому выходное сопротивление определяется коллекторным резистором, сопротивление которого составляет 10 кОм. Напомним, что сопротивление со стороны коллектора велико, а со стороны эмиттера мало (как и в схеме эмиттерного повторителя). В выходном сопротивлении усилителя с общим эмиттером преобладает сопротивление резистора нагрузки, стоящего в цепи коллектора, а выходное сопротивление эмиттерного повторителя определяется выходным сопротивлением транзистора со стороны эмиттера, а не сопротивлением нагрузки, стоящей в цепи эмиттера.

2.08. Схема расщепления фазы с единичным коэффициентом усиления

Иногда полезно иметь сигнал и его инверсию, т. е. два однородных сигнала, сдвинутые друг относительно друга по фазе на 180°. Получить такие сигналы нетрудно — нужно воспользоваться усилителем с

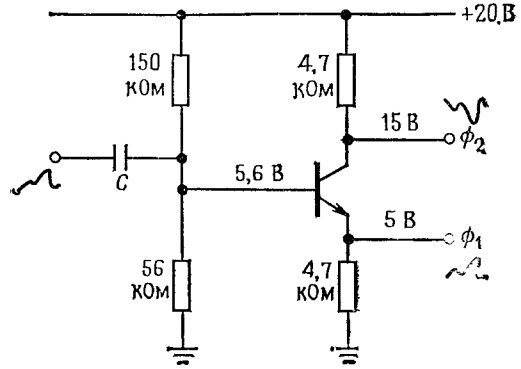


Рис. 2.27.

общим эмиттером, коэффициент усиления которого равен —1 (рис. 2.27). Напряжение покоя на коллекторе устанавливают равным 0,75 $U_{КК}$ вместо привычного значения 0,5 $U_{КК}$. Это делается с уже известной нам целью — получить симметричный выходной сигнал без срезов на

любом из выходов. Напряжение на коллекторе может изменяться от 0,5 $U_{КК}$ до $U_{КК}$, а на эмиттере — от потенциала земли до 0,5 $U_{КК}$. Обращаем ваше внимание на то, что для симметричного усиления выходы схемы следует нагружать одинаковыми (или очень большими) импедансами.

Фазовращатель. На рис. 2.28 показан хороший пример использования схемы расщепления фазы выходного сигнала. Схема позволяет регулировать фазу выходного синусоидального сигнала (от нуля до 180°) при условии, что входной сигнал тоже представляет собой синусоиду; амплитуда сигнала при регулировке фазы сохраняется постоянной. Работу схемы помогает понять векторная диаграмма напряжений (см. гл. 1), для нашей схемы представленная на рис. 2.29; входной сигнал на ней изображен в виде единичного вектора, направленного вдоль действительной оси. Направления векторов, соответствующих сигналам U_R и $U_К$[1], должны быть такими, чтобы этим двум векторам соответствовал вектор постоянной длины, направленный вдоль действительной оси. В геометрии есть теорема, согласно которой геометрическим местом таких точек служит окружность. Итак, результирующий вектор (выходное напряжение) всегда имеет единичную длину, т. е. такую же, как вектор входного сигнала, а его фаза может изменяться от нуля до 180° по отношению к фазе входного сигнала, так как R может изменяться от нуля до значений, значительно превышающих $Z_К$ на рабочей частоте. Обратите внимание, что величина фазового сдвига при данном положении потенциометра R зависит также от частоты входного сигнала. Следует отметить, что в качестве схемы, обеспечивающей регулируемый сдвиг фаз, можно использовать простейший RC-фильтр высоких (или низких) частот. Правда, в этом случае при регулировке фазы амплитуда выходного сигнала изменяется в широком диапазоне.

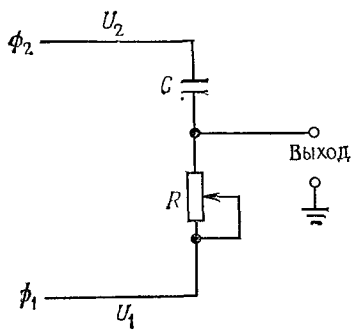


Рис. 2 28.

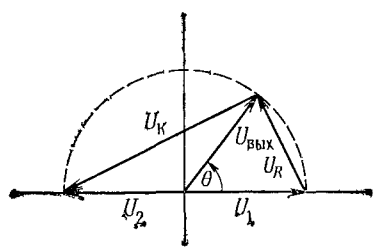


Рис. 2.29.

Отметим также, что фазовращатель RC-типа нагружает схему расщепления фазы. В идеальном случае нагрузка представляет собой импеданс, который велик по сравнению с коллекторным и эмиттерным

[1] $U_К$ здесь напряжение на конденсаторе, а $Z_К$ — импеданс конденсатора, — *Прим. ред.*

резисторами. Поэтому данная схема не может применяться в случаях, когда требуется обеспечить широкий диапазон фазовых сдвигов. В следующей главе приведена улучшенная схема фазовращателя.

2.09. Крутизна

В предыдущем разделе мы проанализировали работу усилителя с общим эмиттером следующим образом: а) предположив, что сигнал (напряжение) на базе изменяется в некоторых пределах, обнаружили, что напряжение на эмиттере имеет такой же размах; б) подсчитали эмиттерный ток; затем, пренебрегая незначительным влиянием тока базы, определили размах коллекторного тока и в) коллекторного напряжения. При этом коэффициент усиления есть просто отношение коллекторного напряжения (выходного) к напряжению на базе (входному).

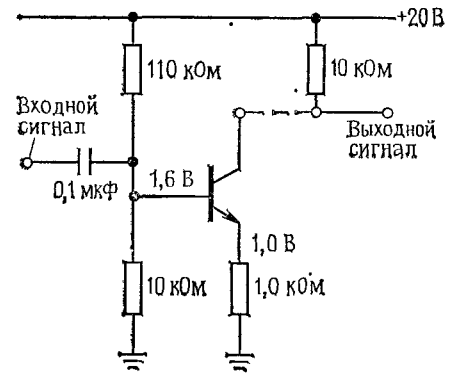


Рис. 2.30.

Рассмотрим работу усилителя этого типа с другой точки зрения. Мысленно расчленим схему, как показано на рис. 2.30. Одна часть представляет собой управляемый напряжением источник тока, его ток покоя равен 1,0 мА, а коэффициент передачи составляет —1 мА/В. Коэффициент передачи представляет собой отношение выходного сигнала к входному; в данном случае он измеряется в единицах [ток/напряжение] или [1/сопротивление]. Величина, обратная сопротивлению, называется *проводимостью* (величина, обратная реактивному сопротивлению, называется *реактивной проводимостью*; величина, обратная импедансу или полному сопротивлению, называется *полной проводимостью*), и единицей ее измерения служит *мо* (обратный ом); недавно эту единицу измерения стали называть *сименсом* (См). Если коэффициент передачи измеряется в единицах проводимости, то такой усилитель называется усилителем с передаточной проводимостью; отношение $I_{вых}/U_{вх}$ называется крутизной и обозначается g_m.

Итак, одна часть схемы представляет собой усилитель с передаточной проводимостью, коэффициент передачи которого (крутизна) составляет 1 мА/В (1000 мкмо, или 1 мСм, а это есть не что иное, как $1/R_э$). Другая часть схемы представляет собой нагрузочный резистор («усилитель»), преобразующий ток в напряжение. Резистор можно назвать усилителем с передаточным сопротивлением, его коэффициент усиления измеряется в единицах [напряжение/ток], т. е. в единицах сопротивления. В данном случае напряжение покоя (рабочее напряже-

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

ние) — это $U_{КК}$, а коэффициент передачи (передаточное сопротивление) равен 10 кВ/А (10 кОм), а это есть не что иное, как $R_К$. Соединив эти две части последовательно, получим усилитель напряжения, общее усиление которого определяется произведением коэффициентов передачи составных частей. В данном случае: $K=g_m R_К=R_К/R_Э=-10$ — безразмерная величина, равная отношению [(выходное напряжение)/(входное напряжение)].

Описанный метод очень полезен для анализа усилителей, так как позволяет рассматривать составные части схемы независимо друг от друга. Например, для усилителя с передаточной проводимостью можно оценить величину g_m для схем различной конфигурации и для иных элементов, например для полевых транзисторов. Затем можно рассмотреть нагрузку (или часть схемы с передаточным сопротивлением) и оценить, как связан коэффициент усиления с диапазоном изменения напряжения. Если вас интересует общее усиление по напряжению, то его можно определить следующим образом: $K_U=g_m r_m$, где r_m — передаточное сопротивление нагрузки. В конечном счете замена простой активной нагрузки схемой с высоким передаточным сопротивлением позволяет получать для одного каскада усилителя величину коэффициента усиления, равную 10 000 и выше. С помощью описанного метода удобно рассматривать также каскодный усилитель, с которым вы познакомитесь ниже.

В гл. 3, где рассматриваются операционные усилители, приведено немало примеров усилителей, на входах и выходах которых действуют напряжения и токи, усилители напряжения, усилители тока, усилители с передаточной проводимостью, усилители с передаточным сопротивлением.

Предельный коэффициент усиления: границы применимости простейшей модели транзистора. В соответствии с нашей моделью коэффициент усиления по напряжению усилителя с общим эмиттером равен — $R_К/R_Э$. Что произойдет, если сопротивление $R_Э$ будет уменьшаться, стремясь к нулю? Согласно уравнению, коэффициент усиления будет при этом беспредельно возрастать. Однако измерения, выполненные в рассмотренной выше схеме, покажут, что, хотя при постоянном токе покоя, равном 1 мА, коэффициент усиления и растет, при $R_Э=0$ (эмиттер заземлен) он становится равным всего 400. Окажется также, что усилитель начнет при этом работать как нелинейный элемент (выходной сигнал не воспроизводит по форме в точности входной), входное сопротивление становится небольшим и нелинейным, а смещение начинает зависеть от температуры. Очевидно, что модель транзистора, которой мы пользовались, несовершенна и ее необходимо дополнить, чтобы она пришла в соответствие с измерениями, описанными выше, и некоторыми другими фактами, на которых мы еще остановимся. Модель, которую мы сейчас рассмотрим, будет достаточно точна и удовлетворит нас в дальнейшем.

МОДЕЛЬ ЭБЕРСА — МОЛЛА ДЛЯ ОСНОВНЫХ ТРАНЗИСТОРНЫХ СХЕМ

2.10. Улучшенная модель транзистора: усилитель с передаточной проводимостью (крутизной)

Существенную поправку следует внести в правило 4 (разд. 2.01), которое определяет, что $I_К=h_{21Э}I_Б$. Мы рассматривали транзистор как усилитель тока, вход которого работает как диод. Это приближение является грубым, но для некоторых практических случаев большей точности и не требуется. Однако, для того чтобы понять, как работают дифференциальные усилители, логарифмические преобразователи, схемы температурной компенсации и некоторые другие практически полезные схемы, следует рассматривать транзистор как элемент с передаточной проводимостью — коллекторный ток в нем определяется напряжением между базой и эмиттером.

Итак, правило 4 в измененном виде:

4. Если правила 1—3 соблюдены (разд. 2.01), то ток $I_К$ связан с напряжением $U_{БЭ}$ следующей зависимостью: [1]

$$I_К = I_{нас}\,[\exp(U_{БЭ}/U_T)-1],$$

где $U_T=kT/q=25{,}3$ мВ при комнатной температуре (20°С), q — заряд электрона ($1{,}60\cdot10^{-19}$ Кл), k — постоянная Больцмана ($1{,}38\times\times10^{-23}$ Дж/К), T — абсолютная температура в кельвинах (К = °С + +273,16), $I_{нас}$ — ток насыщения транзистора (зависит от T). Тогда ток базы, который также зависит от $U_{БЭ}$, можно приблизительно определить так:

$$I_Б = I_К/h_{21Э},$$

где «постоянная» $h_{21Э}$ обычно принимает значения от 20 до 1000 и зависит от типа транзистора, $I_К$, $U_{КЭ}$ и температуры. Ток $I_{нас}$ представляет собой обратный ток эмиттерного перехода. В активной области $I_К\gg\gg I_{нас}$ и членом —1 можно пренебречь.

Уравнение для $I_К$ известно под названием «уравнение Эберса — Молла». Оно описывает также зависимость тока от напряжения для диода. Следует запомнить, что в транзисторе коллекторный ток зависит от напряжения между базой и эмиттером, а не от тока базы (ток базы в грубом приближении определяется коэффициентом $h_{21Э}$). Экспоненциальная зависимость между током $I_К$ и напряжением $U_{БЭ}$ точно соблюдается в большом диапазоне токов, обычно от наноампер до миллиампер. На рис. 2.31 приведен график этой зависимости. Если измерить ток базы при различных значениях коллекторного тока, то получим график зависимости $h_{21Э}$ от $I_К$ (рис. 2.32).

Согласно уравнению Эберса — Молла, напряжение между базой и эмиттером «управляет» коллекторным током, однако это свойство

[1] Здесь $I_{нас}\approx 0{,}1$—1 нА — ток насыщения обратной характеристики перехода эмиттер — база (не пугать с током насыщенного транзистора!).— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

нельзя использовать непосредственно на практике (создавать смещение в транзисторе с помощью напряжения, подаваемого на базу), так как велик температурный коэффициент напряжения между базой и эмиттером. В дальнейшем вы увидите, как уравнение Эберса — Молла помогает решить эту проблему.

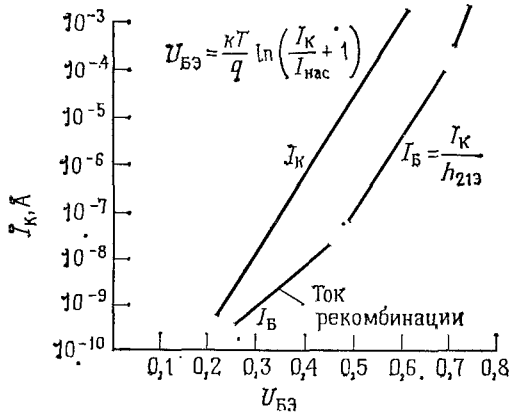


Рис. 2.31. Зависимость базового и коллекторного токов транзистора от напряжения между базой и эмиттером.

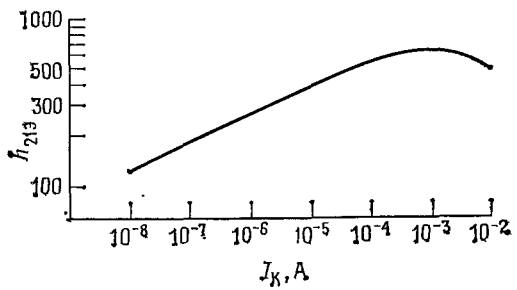


Рис. 2.32.

Практические правила для разработки транзисторных схем. На основании уравнения Эберса — Молла получены некоторые зависимости, которые часто используют при разработке схем:

1. Ступенчатая характеристика диода. На сколько нужно увеличить напряжение $U_{БЭ}$, чтобы ток $I_К$ увеличился в 10 раз? Из уравнения Эберса — Молла следует, что $U_{БЭ}$ нужно увеличить на $U_T \log_e 10$, или на 60 мВ при комнатной температуре. *Напряжение на базе увеличивается на 60 мВ при увеличении коллекторного тока в 10 раз.*

2. Импеданс для малого сигнала со стороны эмиттера при фиксированном напряжении на базе. Возьмем производную от $U_{БЭ}$ по $I_К$: $r_э = U_T/I_К \cong 25/I_К$ Ом, где ток $I_К$ измеряется в миллиамперах. Величина $25/I_К$ Ом соответствует комнатной температуре. Это *собственное* сопротивление эмиттера $r_э$ выступает в качестве последовательного для эмиттерной цепи во всех транзисторных схемах. Оно ограничивает усиление усилителя с заземленным эмиттером, приводит к тому, что коэффициент усиления эмиттерного повторителя имеет значение чуть меньше единицы и не позволяет выходному сопротивлению эмиттерного повторителя стать равным нулю. Этот параметр относится к параметрам малого сигнала. Отметим, что крутизна для усилителя с заземленным эмиттером определяется следующим образом: $g_m = 1/r_э$.

3. Температурная зависимость $U_{БЭ}$. В связи с тем, что ток $I_{нас}$ зависит от температуры, напряжение $U_{БЭ}$ уменьшается на 2,1 мВ/°С. В грубом приближении оно пропорционально $1/T_{абс}$, где $T_{абс}$ — абсолютная температура.

И еще одна зависимость пригодится нам на практике, правда, она не связана с уравнением Эберса — Молла. Речь идет об эффекте Эрли, описанном в разд. 2.06, который накладывает ограничения на выходную характеристику транзистора как источника тока.

4. (Эффект Эрли.) $U_{БЭ}$ хоть и в слабой мере, но зависит от $U_{КЭ}$ при постоянном токе $I_К$. Этот эффект обусловлен изменением эффективной ширины базы и описывается следующей приблизительной зависимостью: $\Delta U_{БЭ} \approx -0{,}001\ \Delta U_{КЭ}$. Мы перечислили основные соотношения, которые могут быть полезны на практике. Эти соотношения, а не сами уравнения Эберса — Молла, используются при разработке транзисторных схем.

2.11. Еще раз об усилителе с общим эмиттером

Выше мы определили усиление по напряжению для усилителя с общим эмиттером при условии, что сопротивление эмиттерного резистора равно нулю, но результат получили неверный. Дело в том, что транзистор обладает собственным эмиттерным сопротивлением, равным $25/I_К$ (мА) (выражено в омах), которое следует добавлять к сопротивлению включенного в эмиттерную цепь резистора. Эта добавка значительна в тех случаях, когда в цепь эмиттера включен небольшой резистор (или когда его нет вообще). Например, для усилителя, который мы рассмотрели выше, коэффициент усиления по напряжению равен -10 кОм/$r_э$; или -400, при условии, что сопротивление эмиттерного резистора равно нулю. Мы предполагали раньше, что входной импеданс $h_{21э}R_э$ равен нулю при $R_э=0$; на самом деле он приблизительно равен $h_{21э}r_э$ и в данном случае составляет около 2,5 кОм (ток покоя равен 1 мА).

Мы уже упоминали усилитель с «заземленным эмиттером» и схемы «с общим эмиттером». Эти схемы не следует путать. Усилитель с заземленным эмиттером — это усилитель с общим эмиттером, в котором $R_э=0$. В усилительном каскаде с общим эмиттером может присутствовать эмиттерный резистор; особенность этой схемы состоит в том, что цепь эмиттера является общая для входа и выхода схемы.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Недостатки однокаскадного усилителя с заземленным эмиттером. Дополнительное усиление, обусловленное отсутствием резистора в эмиттерной цепи $R_э=0$, мы получаем за счет ухудшения некоторых параметров усилителя. Как ни популярен усилитель с заземленным эмиттером в учебниках, на практике его следует использовать только в схемах, охваченных общей петлей отрицательной обратной связи. Для того чтобы понять, с чем это связано, рассмотрим рис. 2.33.

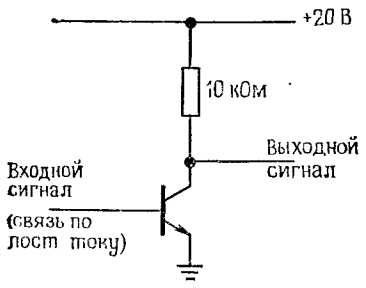


Рис. 2.33.

1. Нелинейность. Коэффициент усиления определяется выражением $K=-g_mR_К=-R_К/r_э=-R_К I_К$ (мА)/25, т. е. для тока покоя 1 мА он равен —400. Но дело в том, что ток $I_К$ изменяется при изменении входного сигнала. В нашем примере коэффициент усиления может изменяться от —800 ($U_{вых}=0$, $I_К=2$ мА) до нуля ($U_{вых}=U_{КК}$, $I_К=0$). Если на входе действует треугольный сигнал, то сигнал на выходе будет таким, как показано на рис. 2.34. Усилитель вносит большие искажения, т. е. обладает плохой линейностью. Усилитель с заземленным эмиттером без обратной связи можно использовать лишь для небольших диапазонов изменения сигнала вблизи точки покоя. Что же касается усилителя с общим эмиттером, то его усиление почти не зависит от коллекторного тока, при условии что $R_э \gg r_э$; он обеспечивает усиление без искажений в большом диапазоне изменения сигнала.

2. Входное сопротивление. Входное сопротивление приблизительно равно $Z_{вх}=h_{21э}r_э=(25\ h_{21э}/I_К$ (мА)) Ом. Здесь мы опять сталкиваемся с тем, что ток $I_К$ изменяется при изменении выходного сигнала, а значит, меняется и входное сопротивление. Если источник, питающий базу, обладает небольшим выходным сопротивлением, то вы получите нелинейный переменный делитель напряжения, образованный источником сигнала и входным сопротивлением усилителя. Что касается усилителя с общим эмиттером, то он обладает постоянным и высоким входным сопротивлением.

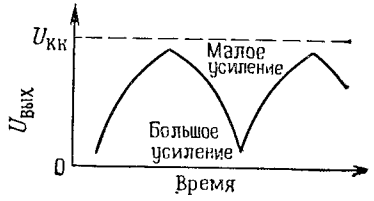


Рис. 2.34.

3. Смещение. В усилителе с заземленным эмиттером смещение выполнить трудно. Возникает соблазн просто подать напряжение (с делителя), которое обеспечит нужный ток покоя в соответствии с уравнением Эберса — Молла. Однако так сделать нельзя, потому что напряжение $U_{БЭ}$ зависит от температуры и изменяется на —2,1 мВ/°С (фактически напряжение уменьшается при повышении температуры T из-за того, что изменяется ток $I_{нас}$; в результате оказывается, что напряжение $U_{БЭ}$ приблизительно пропорционально $1/T$, где T — абсолютная температура). Это ведет к тому, что коллекторный ток будет увеличиваться в 10 раз при повышении температуры на 30°С. Такая нестабильность делает смещение неработоспособным, так как даже небольшие колебания температуры будут приводить усилитель в режим насыщения [1]. Например, если напряжение смещения сделать равным половине напряжения питания коллектора, то усилитель с заземленным эмиттером будет переходить в режим насыщения при повышении температуры на 8°С.

Упражнение 2.9. Убедитесь в том, что при повышении температуры окружающей среды на 8°С усилитель с заземленным эмиттером и поданным на базу напряжением смещения переходит в режим насыщения. В исходном состоянии транзистор смещен так, что $U_К=0{,}5\ U_{КК}$.

О том, как решается задача смещения, вы узнаете из следующих разделов. Что касается усилителя с общим эмиттером, то здесь стабильное смещение создается с помощью напряжения, приложенного к базе; большая часть этого напряжения приходится на резистор в цепи эмиттера, тем самым обеспечивается постоянный ток покоя.

Эмиттерный резистор в качестве элемента обратной связи. Если к собственному сопротивлению эмиттера добавить сопротивление внешнего эмиттерного резистора, то многие параметры усилителя с общим эмиттером улучшатся, правда за счет снижения коэффициента усиления. Аналогичное явление рассматривается в следующих двух главах, посвященных использованию *отрицательной обратной связи*, позволяющей улучшить характеристики усилителя за счет частичной передачи выходного сигнала на вход. Это не простое совпадение, дело в том, что в усилителе с общим эмиттером используется одна из форм отрицательной обратной связи. Представим себе, что транзистор — это элемент с передаточной крутизной, в котором коллекторный ток (а следовательно, и выходное напряжение) зависит от напряжения, действующего между базой и эмиттером; на вход усилителя подается напряжение, действующее между базой и землей. Входное напряжение представляет собой напряжение между эмиттером и базой минус напряжение ($I_Э R_Э$). Следовательно, в схеме с общим эмиттером действует отрицательная обратная связь, и благодаря этому улучшаются характеристики усилителя (высокая линейность и стабильность, большой входной импеданс; выходной импеданс можно уменьшить, если ввести обратную связь непосредственно с коллектора). Это лишь первое знакомство с обратной связью, но и оно позволяет оценить значение материала, изложенного в гл. 3—4.

[1] Или отсечки.— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

2.12. Смещение в усилителе с общим эмиттером

Существует возможность задать смещение в усилителе с общим эмиттером и при необходимости получения максимально возможного коэффициента усиления (или если усилительный каскад охвачен петлей обратной связи). Есть три варианта схем смещения, которые можно комбинировать между собой: с помощью шунтируемого резистора в эмиттерной цепи, с помощью согласованного транзистора и с помощью обратной связи по постоянному току.

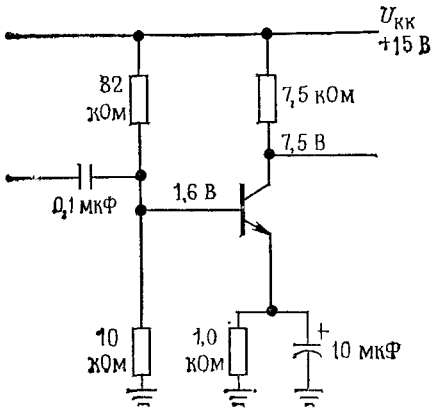


Рис. 2.35.

Шунтируемый резистор в эмиттерной цепи. Смещение можно обеспечить с помощью шунтируемого резистора в эмиттерной цепи, как показано на рис. 2.35. Для того чтобы облегчить задачу создания смещения, резистор $R_Э$ выбран так, что его сопротивление составляет 0,1 $R_К$; если резистор $R_Э$ слишком мал, то напряжение на эмиттере будет намного меньше, чем падение напряжения между базой и эмиттером, а это приведет к температурной нестабильности точки покоя, так как напряжение $U_{БЭ}$ зависит от температуры Шунтирующий эмиттерный конденсатор следует выбирать так, чтобы его импеданс был небольшим по сравнению с $r_э$ (а не с $R_Э$) на самой низкой из интересующих вас частот. В данном случае его импеданс составляет 25 Ом на частоте 650 Гц. В диапазоне рабочих частот входного сигнала для выбора входного конденсатора межкаскадной связи существенно, что входное сопротивление схемы определяется параллельным соединением сопротивления 10 кОм и входного сопротивления транзистора со стороны базы, в данном случае — это сопротивление 25 Ом, умноженное на $h_{21э}$, т. е. приблизительно 2,5 кОм. Для сигналов постоянного тока сопротивление со стороны базы значительно больше (сопротивление эмиттерного резистора, умноженное на $h_{21э}$, т. е. приблизительно 100 кОм), и именно благодаря этому можно обеспечить стабильное смещение.

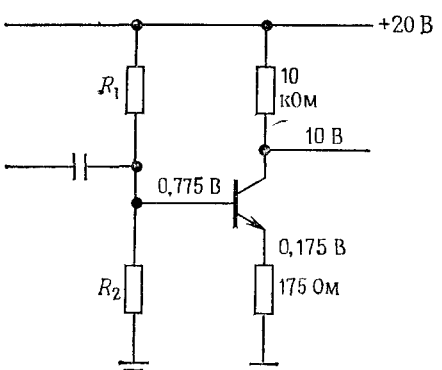


Рис. 2.36.

Одна из разновидностей рассмотренной схемы отличается использованием в эмиттерной цепи двух последовательных резисторов, один из которых шунтируется. Например, нужно спроектировать усилитель, коэффициент усиления которого равен 50, ток покоя —1 мА, а напряжение $U_{КК}$ составляет +20 В; частота сигнала может изменяться от 20 Гц до 20 кГц. Если для решения поставленной задачи вы выберете схему с общим эмиттером, то получите усилитель, показанный на рис. 2.36. Коллекторный резистор выбран так, чтобы коллекторное напряжение покоя составляло 0,5 $U_{КК}$. Эмиттерный резистор выбран с учетом требуемого значения коэффициента усиления и влияния $r_э$, составляющего $25/I_К$ (мА). Трудность состоит в том, что эмиттерное напряжение, равное всего лишь 0,175 В, будет подвержено существенным изменениям. Дело в том, что падение напряжения на переходе база — эмиттер, равное $\approx$0,6 В, зависит от температуры (относительное изменение составляет примерно —2,1 мВ/°С), тогда как напряжение на базе поддерживается постоянным с помощью резисторов R_1 и R_2; например, вы можете убедиться, что при увеличении температуры на 20°С коллекторный ток возрастет примерно на 25%.

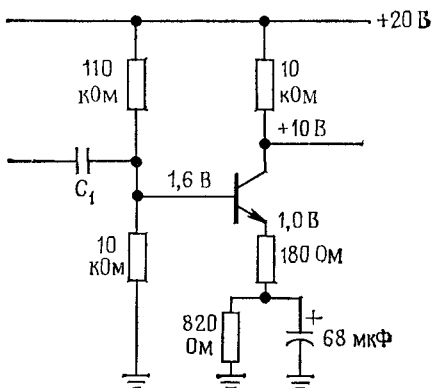


Рис. 2.37.

Это неприятное явление можно устранить, если включить в эмиттерную цепь дополнительный зашунтированный конденсатором резистор, который не будет влиять на коэффициент усиления в рабочем диапазоне частот (рис. 2.37). Как и в предыдущей схеме, коллекторный резистор выбран здесь так, чтобы напряжение на коллекторе было равно 10 В (0,5 $U_{КК}$). Нешунтируемый резистор в цепи эмиттера выбран таким образом, чтобы с учетом собственного сопротивления эмиттера, составляющего $r_Э$=25/$I_К$ (мА), коэффициент усиления был равен 50. Дополнительное сопротивление в цепи эмиттера должно быть таким, чтобы смещение было стабильным (хороший результат дает сопротивление, в 10 раз меньшее коллекторного). Напряжение базы выбрано так, чтобы ток эмиттера был равен 1 мА, при условии что сопротивление цепи смещения составляет десятую часть от сопротивления по постоянному току со стороны базы (в данном случае около 100 кОм). Сопротивление шунтирующего конденсатора в цепи эмиттера должно быть небольшим по сравнению с сопротивлением 180 Ом на самой низкой частоте диапазона. И наконец, входной конденсатор межкаскадной связи должен иметь небольшой импеданс по сравнению с входным сопротивлением усилителя на частоте входного сигнала, которое определяется параллельным соединением сопротивления дели-

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

теля напряжения и сопротивления $(180+25)h_{21э}$ Ом (на частотах входного сигнала сопротивление 820 Ом шунтировано конденсатором и равноценно замкнутой накоротко цепи).

В другом варианте этой схемы цепи сигнала и постоянного тока разделены (рис. 2.38). Это разделение позволяет изменять коэффициент усиления (за счет резистора 180 Ом), не изменяя смещения.

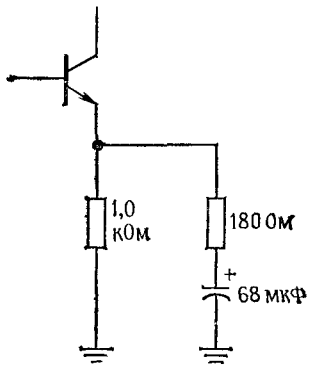


Рис. 2.38.

Использование согласованного транзистора. Для получения напряжения базы, обеспечивающего нужный ток коллектора, можно использовать согласованные транзисторы, при этом будет обеспечена автоматическая температурная компенсация (рис. 2.39). В цепи коллектора транзистора T_1 протекает ток 1 мА, потенциал коллектора близок потенциалу земли (точнее, превышает потенциал земли примерно на величину падения напряжения $U_{БЭ}$); если транзисторы T_1 и T_2 представляют собой согласованную пару (например, два транзистора, изготовленных на одном кристалле кремния), то смещение транзистора T_2 будет таким, что этот транзистор также будет порождать ток 1 мА и напряжение на его коллекторе будет

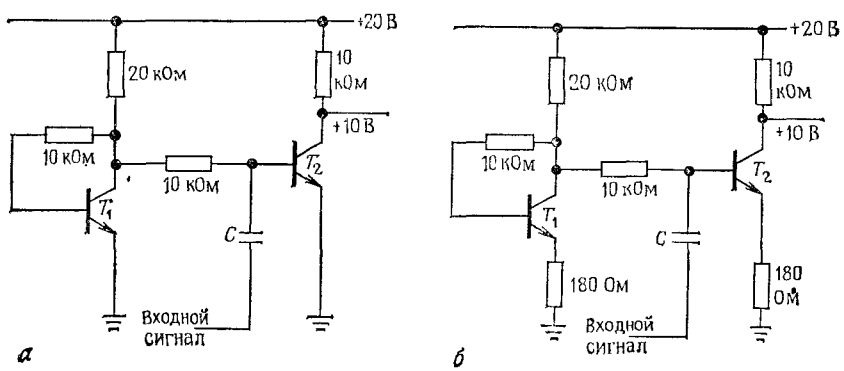


Рис. 2.39.

равно +10 В, при этом симметричный сигнал на коллекторе может иметь размах ±10 В. Изменение температуры не влияет на работу схемы, так как оба транзистора находятся в одинаковых температурных условиях. Вот чем хороши «монолитные» сдвоенные транзисторы.

Обратная связь по постоянному току. Для стабилизации точки покоя (рабочей точки) можно использовать обратную связь по постоянному току. Один из методов такой стабилизации показан на

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

рис. 2.40. Определенное улучшение стабильности можно получить, если напряжение смещения подавать с коллектора, а не от источника $U_{КК}$. Напряжение на базе превышает потенциал земли на величину падения напряжения на диоде; так как напряжение смещения снимается с делителя 10 : 1, то напряжение на коллекторе превышает потенциал земли на величину, равную падению напряжения на диоде, увеличенному в 11 раз, т. е. составляет ~7 В. Эта схема уменьшает склонность к насыщению (которая может возникнуть, например, если коэффициент β будет необычно большим) за счет того, что при уменьшении коллекторного напряжения уменьшается напряжение смещения на базе. Эту схему можно использовать в тех случаях, когда не нужна высокая стабильность. Точка покоя (выхода) подвержена дрейфу примерно на 1 В за счет изменений температуры окружающей среды. Это связано с тем, что напряжение между базой и эмиттером имеет большой температурный коэффициент. Большей стабильностью обладает схема, в которой петля обратной связи охватывает несколько каскадов усиления. Примеры вы увидите там, где речь пойдет об обратной связи.

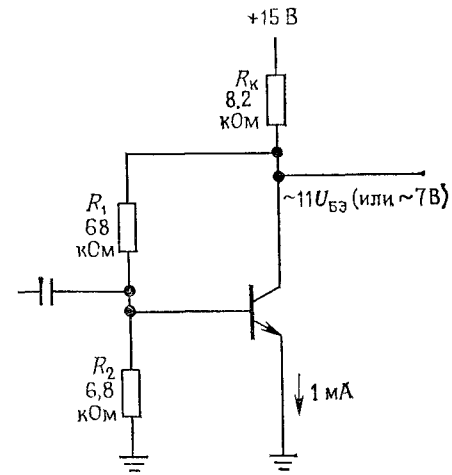


Рис. 2.40.

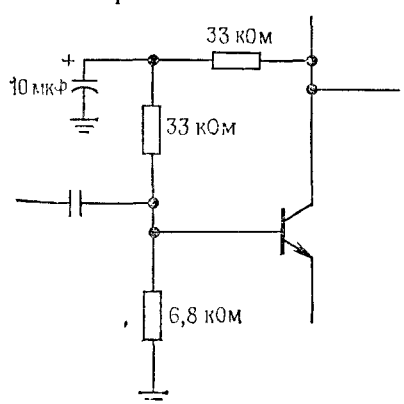


Рис. 2.41.

Для того чтобы понять, как работает эта схема, нужно внимательнее рассмотреть обратную связь. Например, обратная связь уменьшает входной и выходной импедансы. Для входного сигнала сопротивление R_1 уменьшено за счет усиления по напряжению, которым обладает каскад. В данном случае резистор R_1 эквивалентен резистору с сопротивлением 200 Ом, один конец которого заземлен. В следующей главе мы рассмотрим обратную связь более подробно, и тогда вы сможете определить коэффициент усиления по напряжению и входной и выходной импедансы данной схемы.

Отметим, что сопротивление резистора смещения базы можно увеличить, и тогда увеличится входной импеданс схемы, но ток базы

уже нельзя будет считать пренебрежимо малым. Можно, например, взять такие резисторы: R_1=220 кОм и R_2=33 кОм. Другая возможность состоит в том, что в цепь обратной связи можно включить шунтирующий конденсатор, как показано на рис. 2.41. При этом удается избавиться от обратной связи (а следовательно, и от пониженного входного импеданса) на частотах сигнала.

Некоторые замечания относительно смещения и усиления. Первое важное замечание касается усилительных каскадов с заземленным эмиттером: создается впечатление, что коэффициент усиления по напряжению можно увеличить за счет увеличения тока покоя, так как собственное сопротивление эмиттера $r_э$ уменьшается при увеличении тока. Однако, хотя $r_э$ и уменьшается при увеличении коллекторного тока, для получения того же самого рабочего напряжения на коллекторе приходится использовать меньший коллекторный резистор, и в результате выигрыша нет. На самом деле можно показать, что в усилителе с заземленным эмиттером, смещенным так, что напряжение покоя составляет 0,5 $U_{КК}$, коэффициент усиления по напряжению для малого сигнала равен $K \cong 20\ U_{КК}$ [1] независимо от величины тока покоя (рабочего тока).

Упражнение 2.10. Докажите, что сделанное выше утверждение справедливо.

Если требуется увеличить коэффициент усиления каскада по напряжению, то можно, например, в качестве активной нагрузки использовать источник тока. Так как источник тока обладает очень большим импедансом, то на одном каскаде можно получить коэффициент усиления по напряжению, равный 1000 и выше. Такой подход не пригоден в схемах со смещением, которые мы рассмотрели выше; каскад должен являться частью схемы, охваченной общей петлей обратной связи по постоянному току. Об этом мы поговорим в следующей главе. Внешняя нагрузка такого усилителя обязательно должна быть велика, в противном случае усиление, полученное за счет большого коллекторного сопротивления, будет потеряно. В качестве такой высокоомной нагрузки можно использовать эмиттерный повторитель, полевой транзистор или операционный усилитель.

В радиочастотных усилителях, предназначенных для резонансного усиления в узкой полосе частот, в качестве коллекторной нагрузки принято использовать параллельный LC-контур; в этом случае можно получить очень большой коэффициент усиления по напряжению, так как на частоте сигнала LC-контур обладает большим импедансом (как источник тока), а его импеданс по постоянному току мал. LC-контур можно перестраивать, и благодаря резонансной характеристике он подавляет сигналы, лежащие за пределами рабочего диапазона. К преимуществам этой схемы можно отнести также возможность получения

[1] Где $U_{КК}$ выражено в вольтах.— *Прим. ред.*

размаха выходного сигнала, равного $2U_{КК}$, и возможность использования трансформаторной связи.

Упражнение 2.11. Разработайте резонансный усилительный каскад с общим эмиттером для частоты 10 кГц. Используйте в схеме шунтированный эмиттерный резистор и установите ток покоя величиной 1 мА. Пусть $U_{КК}$=+15 В, а L=1,0 мГн; параллельно LC-контуру подключите резистор 6,2 кОм, с тем чтобы получить Q=10 (ширина полосы 10%, см. разд. 1.22). Для межкаскадной связи используйте на входе конденсатор.

2.13. Токовые зеркала

От схемы смещения с использованием согласованной пары транзисторов легко перейти к так называемому токовому зеркалу (рис. 2.42). Работа токового зеркала «программируется» путем задания коллекторного тока транзистора T_1. Напряжение $U_{БЭ}$ для T_1 устанавливается в

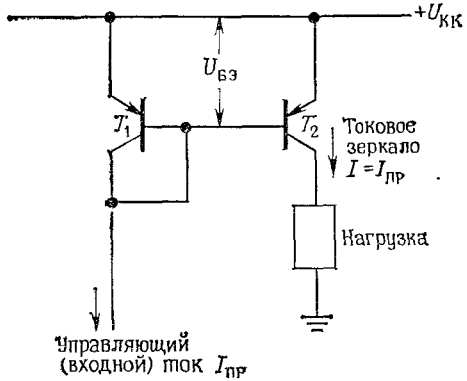


Рис. 2.42. Классическая схема токового зеркала на основе согласованной пары биполярных транзисторов.

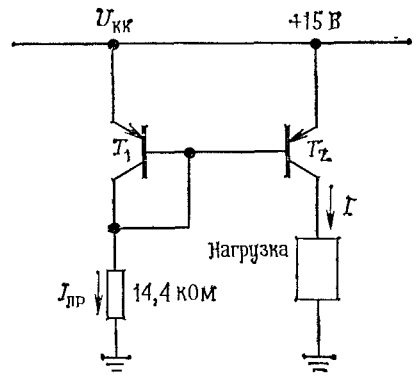


Рис. 2.43.

соответствии с заданным током, температурой окружающей среды и типом транзистора. В результате оказывается заданным режим схемы, и транзистор T_2, согласованный с транзистором T_1 (лучше всего использовать монолитный сдвоенный транзистор), передает в нагрузку такой же ток, что задан для T_1. Небольшими базовыми токами можно пренебречь.

Одно из достоинств описанной схемы состоит в том, что ее диапазон устойчивости по напряжению равен $U_{КК}$ за вычетом нескольких десятых долей вольта, так как нет падения напряжения на эмиттерном резисторе. Кроме того, во многих случаях удобно задавать ток с помощью тока. Легче всего получить управляющий ток $I_{пр}$ с помощью резистора (рис. 2.43). В связи с тем что эмиттерные переходы транзисторов представляют собой диоды, падение напряжения на которых мало по сравнению с $U_{КК}$, резистор 14,4 кОм формирует управляющий, а следовательно, и выходной ток величиной 1 мА. Токовые зеркала

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

можно использовать в тех случаях, когда в транзисторной схеме необходим источник тока. Их широко используют при проектировании интегральных схем, когда: а) под рукой есть много согласованных транзисторов и б) разработчик хочет создать схему, которая бы работала в широком диапазоне питающих напряжений. Существуют даже безрезисторные интегральные операционные усилители, в которых режимный ток всего усилителя задается с помощью одного внешнего резистора, а токи отдельных внутренних усилительных каскадов формируются с помощью токовых зеркал.

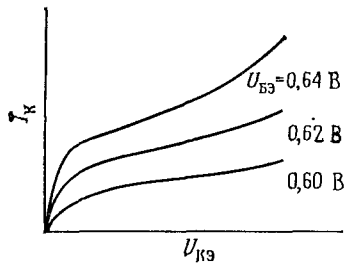


Рис. 2.44.

Недостатки токовых зеркал, обусловленные эффектом Эрли. Простое токовое зеркало обладает одним недостатком: выходной ток несколько изменяется при изменении выходного напряжения, т. е. выходное сопротивление схемы не бесконечно. Это связано с тем, что при заданном токе транзистора T_2 напряжение $U_{БЭ}$ слегка меняется в зависимости от коллекторного напряжения (проявление эффекта Эрли); иначе говоря, график зависимости коллекторного тока от напряжения между коллектором и эмиттером при фиксированном напряжении между базой и эмиттером не является горизонтальной линией (рис. 2.44). Практически ток может изменяться приблизительно на 25% в диапазоне устойчивой работы схемы, т. е. характеристики такой схемы существенно хуже, чем характеристики рассмотренного выше источника тока с эмиттерным резистором.

Если же нужен более высококачественный источник тока (чаще всего таких требований не возникает), то подойдет схема, показанная на рис. 2.45. Эмиттерные резисторы выбраны таким образом, что падение напряжения на них составляет несколько десятых долей вольта; такая схема — гораздо лучший источник тока, так как в ней изменения напряжения $U_{БЭ}$, обусловленные изменениями напряжения $U_{КЭ}$, оказывают пренебрежимо малое влияние на выходной ток. В этой схеме также следует использовать согласованные транзисторы.

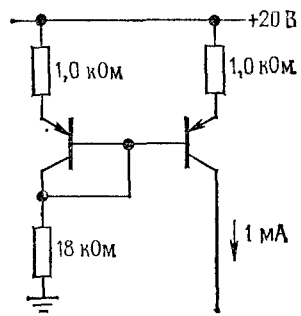


Рис. 2.45.

Токовое зеркало Уилсона. На рис. 2.46 представлено еще одно токовое зеркало, обеспечивающее высокую степень постоянства выходного тока. Транзисторы T_1 и T_2 включены как в обычном токовом зеркале. Благодаря транзистору T_3 потенциал коллектора транзистора T_1 фиксирован и на удвоенную величину падения напряжения на диоде ниже, чем напряжение питания $U_{КК}$. Такое включение позволяет

подавить эффект Эрли в транзисторе T_1, коллектор которого теперь служит для задания режима работы схемы; выходной ток определяется транзистором T_2. Транзистор T_3 не влияет на баланс токов, если его базовый ток пренебрежимо мал; его единственная функция состоит в том, чтобы зафиксировать потенциал коллектора T_1. В результате в токозадающих транзисторах T_1 и T_2 падение напряжения на эмиттерных переходах фиксированы; транзистор T_3 можно рассматривать как элемент, который просто передает выходной ток в нагрузку, напряжение на которой является переменным (аналогичный прием используют при каскодном включении, которое мы рассмотрим позже). Кстати, транзистор T_3 не обязательно согласовывать с транзисторами T_1 и T_2 [1].

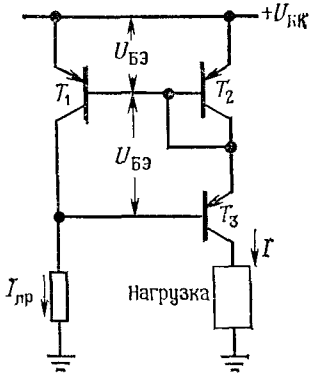


Рис. 2.46. Токовое зеркало Уилсона.

Влияние изменений напряжения на нагрузке на выходной ток подавлено за счет каскодного включения транзистора T_3, которое позволяет уменьшить изменения напряжения $U_{БЭ}$ транзистора T_1.

Схемы с несколькими выходами и коэффициенты отражения тока. Схему токового зеркала можно построить так, что вытекающий выходной ток (или втекающий — в случае использования транзисторов n — p — n-типа) будет передаваться в несколько нагрузок. О том, как эта идея воплощается в жизнь, дает представленная на рис. 2.47 схема. Отметим, что если один из транзисторов — источников

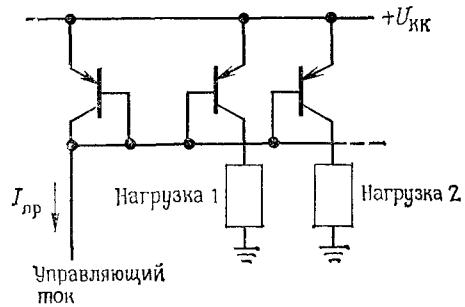


Рис. 2.47.

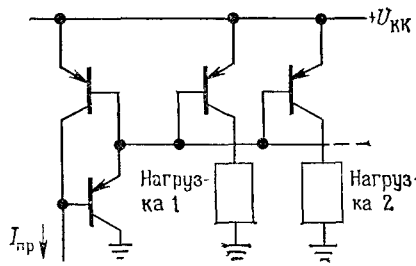


Рис. 2.48.

тока переходит в режим насыщения (в том случае, например, когда отключается его нагрузка), то его база будет отбирать повышенный ток из общей линии, соединяющей базы всех транзисторов, и в связи с этим уменьшаются остальные выходные токи. Положение можно улучшить, если включить в схему еще один транзистор (рис. 2.48).

[1] Еще одно достоинство этой схемы — уменьшение влияния базовых токов на точность передачи входного тока в нагрузку.— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

На рис. 2.49 представлены два варианта многовыходового токового зеркала. Эти схемы отражают удвоенный (или половинный) управляю-

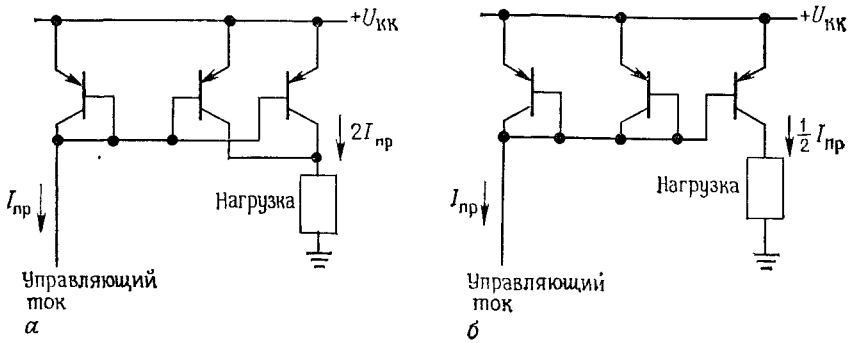


Рис. 2.49.

щий ток. При разработке токовых зеркал в интегральных схемах коэффициент отражения тока задают путем выбора размеров (площадей) эмиттерных переходов.

Еще один способ получения выходного тока, кратного управляющему, состоит во включении дополнительного резистора в цепь эмит-

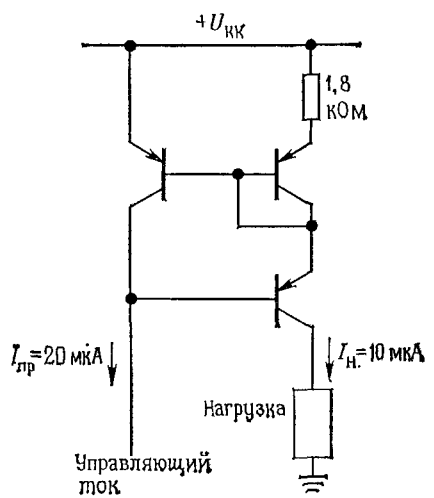


Рис. 2.50. Снижение выходного тока с помощью эмиттерного резистора.

тера выходного транзистора (рис. 2.50). Если схема работает с токами различной плотности, то, согласно уравнению Эберса — Молла, разность напряжений $U_{БЭ}$ зависит только от отношения плотностей токов. Для согласованных транзисторов отношение коллекторных токов равно отношению плотностей токов. График на рис. 2.51 позволяет определить разность напряжений между базой и эмиттером в подобном случае и полезен при разработке токовых зеркал с неединичным отражением.

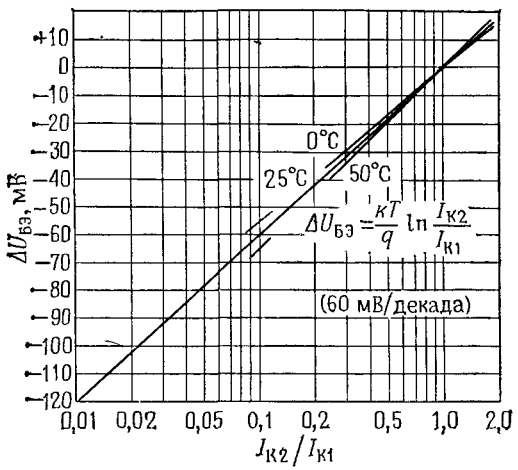


Рис. 2.51. Зависимость отношения коллекторных токов в согласованных парах транзисторов от разности база-эмиттерных напряжений.

Упражнение 2.12. Покажите, что токовое зеркало с неединичным отражением, показанное на рис. 2.50, работает так, как мы описали.

НЕКОТОРЫЕ ТИПЫ УСИЛИТЕЛЬНЫХ КАСКАДОВ

2.14. Двухтактные выходные каскады

В этой главе уже было отмечено, что если в эмиттерном повторителе используется транзистор $n — p — n$-типа, то ток не может втекать в схему, если же используется транзистор $p — n — p$-типа, то ток не может вытекать. В результате повторитель с несимметричным выходом, в котором используются расщепленные источники питания, а ток покоя имеет большую величину, при двуполярном сигнале может работать только на заземленную нагрузку (такие схемы называют иногда усилителями класса А). Ток покоя должен быть по крайней мере таким же большим, как максимальный выходной ток при пиковых значениях сигнала, в результате схема в состоянии покоя рассеивает большую мощность. Например, на рис. 2.52 показана схема повторителя, который работает на нагрузку с сопротивлением 8 Ом и мощностью до 10 Вт. Повторитель T_1 на транзисторе $p — n — p$-типа служит для того, чтобы снизить требования к мощности входного сигнала схемы и скомпенсировать напряжение смещения $U_{БЭ}$ в транзисторе T_2 (напря-

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

жение О В на входе дает О В на выходе). Конечно, для простоты T_1 можно было бы опустить. Большой источник тока, используемый в качестве нагрузки в цепи эмиттера T_1, служит для того, чтобы обеспечить достаточный базовый ток для T_2 при пиковом значении сигнала.

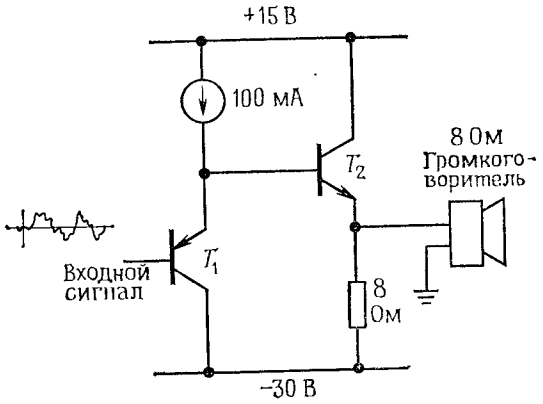


Рис. 2.52.

Резистор в цепи эмиттера не используют потому, что он должен был бы иметь слишком малое сопротивление (50 Ом или меньше), для того чтобы при пиковом значении сигнала можно было гарантировать базовый ток T_2, равный по крайней мере 50 мА; при этом ток нагрузки был бы максимальным, а падение напряжения на резисторе минимальным; результирующий ток покоя T_1 оказался бы чрезмерно большим.

Выходной сигнал схемы может изменяться в диапазоне ±15 В (пиковые значения) и отдавать в нагрузку требуемую мощность (эффективное напряжение 9 В на сопротивлении 8 Ом). Однако в отсутствие сигнала выходной транзистор рассеивает мощность 55 Вт, а эмиттерный резистор — еще 110 Вт. Для усилителей такого типа, принадлежащих к классу А (транзистор всегда в открытом состоянии), характерно, что мощность, рассеиваемая в состоянии покоя, во много раз превышает максимальную выходную мощность; схема оставляет желать лучшего, особенно если речь идет о системах, связанных с большим выделением мощности.

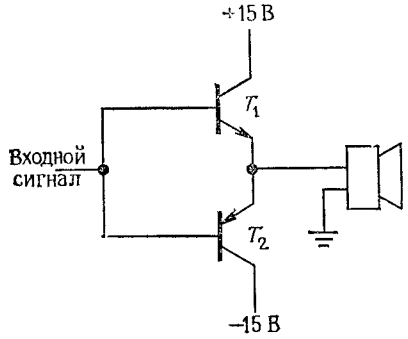


Рис. 2.53.

На рис. 2.53 показана двухтактная схема повторителя, которая работает аналогичным образом. Транзистор T_1 открыт при положительных значениях сигнала, а транзистор T_2 — при отрицательных.

При нулевом входном напряжении коллекторного тока нет и мощность не рассеивается. При выходной мощности 10 Вт каждый транзистор рассеивает мощность менее 10 Вт.

Переходные искажения в двухтактных каскадах. Предыдущей схеме присуще следующее свойство: выходной сигнал отслеживает входной сигнал с разницей на величину падения напряжения $U_{БЭ}$; на положительном интервале входного сигнала выходное напряжение примерно на 0,6 В меньше, чем входное, на отрицательном интервале наоборот. Для синусоидального входного сигнала выходной сигнал будет таким, как показано на рис. 2.54. На языке радиотехники такое искажение сигнала называется переходным искажением. Лучше всего немного сместить двухтактный каскад в состояние проводимости, как показано на рис. 2.55 (еще один метод устранения переходного искажения связан с использованием обратной связи, хотя он имеет некоторые недостатки) [1].

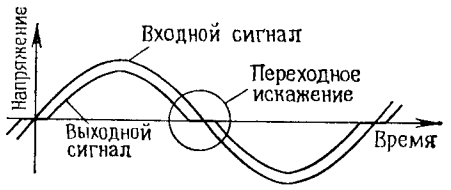


Рис. 2.54.

Резисторы смещения R переводят диоды в состояние проводимости, благодаря этому напряжение на базе T_1 превышает входное напряжение на величину падения напряжения на диоде, а напряжение на базе T_2 на величину падения напряжения на диоде меньше, чем входное напряжение. Теперь, когда входной сигнал проходит через нуль, проводящим транзистором вместо T_2 становится T_1; один из выходных транзисторов всегда открыт. Резистор R выбран так, чтобы обеспечивался необходимый базовый ток в выходных транзисторах при пиковых значениях выходного сигнала. Например, если используются источники питания ±20 В, а нагрузка имеет сопротивление 8 Ом и мощность 10 Вт для синусоидального сигнала, пиковое базовое напряжение составляет около 13,5 В, а пиковый ток нагрузки 1,6 А. Допустим, что коэффициент β транзистора равен 50 (мощные транзисторы обычно имеют меньший коэффициент усиления по току, чем малосигнальные транзисторы), тогда для получения базового тока, равного 32 мА, потребуются базовые резисторы с сопротивлением 220 Ом (при пиковом

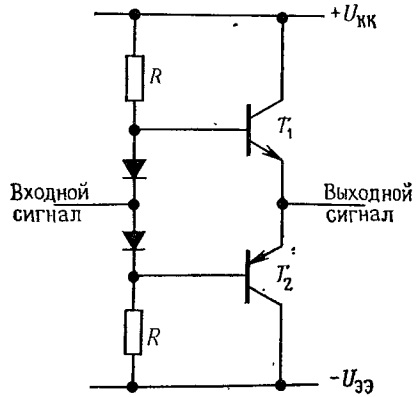


Рис. 2.55.

[1] Правильнее всего комбинировать эти методы.— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

значении сигнала ток базы будет определяться напряжением 6,5 В, равным разности 13,5 В и напряжения источника питания $U_{КК}$).

Температурная стабильность двухтактных усилителей класса В. Рассмотренный выше усилитель (иногда такие схемы называют усилителями класса В, при этом имеют в виду, что каждый транзистор находится в открытом состоянии только в течение половины периода входного сигнала) имеет один серьезный недостаток: он не обладает температурной стабильностью. По мере того как выходные транзисторы нагреваются (когда приложен входной сигнал, они нагреваются, так как рассеивают мощность), напряжение $U_{БЭ}$ начинает убывать, а коллекторный ток покоя — возрастать. Выделяющееся при этом дополнительное тепло усугубляет положение и повышает вероятность того, что в схеме разовьется неконтролируемая тепловая положительная обратная связь (эта вероятность зависит от ряда факторов: насколько велик радиатор для отвода тепла, совпадает ли температура диодов с температурой транзисторов и др.). Даже если этого не произойдет и схема не выйдет из строя, необходимо обеспечить более надежное управление ее работой; обычно прибегают к схеме, показанной на рис. 2.56.

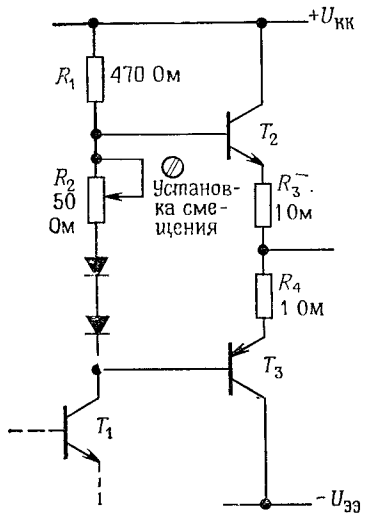


Рис. 2.56.

Для примера здесь показан случай, когда входной сигнал снимается с коллектора предшествующего каскада; резистор выполняет двойную функцию: он является коллекторным резистором транзистора T_1 и формирует ток для смещения диодов и смещающего резистора в основной двухтактной схеме. Резисторы R_3 и R_4 обычно имеют сопротивление несколько ом или ниже; они «амортизируют» критическое смещение тока покоя: напряжение между базами выходных транзисторов должно быть немного больше, чем удвоенное падение напряжения на диоде; дополнительное падение напряжения обеспечивает регулируемый резистор смещения R_2 (его часто заменяют еще одним диодом). Падение напряжения на резисторах R_3 и R_4 составляет несколько десятых долей вольта, благодаря этому температурное изменение напряжения $U_{БЭ}$ не приводит к быстрому возрастанию тока (чем больше падение напряжения на R_3 и R_4, тем менее чувствителен к температуре ток) и схема работает стабильно. Стабильность увеличивается, если диоды имеют тепловой контакт с выходными транзисторами (или их радиаторами).

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Температурную стабильность схемы можно оценить, если вспомнить, что падение напряжения между базой и эмиттером уменьшается примерно на 2,1 мВ при увеличении температуры на каждый градус (°С), а коллекторный ток увеличивается в 10 раз при каждом увеличении напряжения между базой и эмиттером на 60 мВ. Например, если резистор R_2 заменить диодом, то напряжение между базами транзисторов T_2 и T_3 будет равно утроенному падению напряжения на диоде, а на последовательное соединение резисторов R_3 и R_4 будет приходиться падение напряжения, равное падению напряжения на диоде. (Следовательно, резисторы R_3 и R_4 должны быть подобраны таким образом, чтобы обеспечивался нужный ток покоя, например 50 мА для усилителя звуковых частот.) Самым худшим для этой схемы является случай, когда смещающие диоды не имеют теплового контакта с выходными транзисторами.

Рассмотрим такой самый худший случай и вычислим увеличение тока покоя выходного каскада, соответствующее повышению температуры выходного транзистора на 30°С. Кстати, для усилителя мощности такое увеличение температуры не является большим. Указанное повышение температуры при постоянном значении тока приводит к уменьшению напряжения $U_{БЭ}$ выходных транзисторов приблизительно на 63 мВ и к увеличению падения напряжения на резисторах R_3 и R_4 приблизительно на 20% (т.е. приблизительно на 20% увеличивается ток покоя). Для усилителя без эмиттерных резисторов (рис. 2.55) аналогичный расчет показывает, что ток покоя увеличится в 10 раз (напомним, что ток $I_К$ увеличивается в 10 раз при возрастании напряжения $U_{БЭ}$ на 60 мВ), т. е. его рост составит 1000%. Очевидно, что температурная стабильность последней схемы с резисторами смещения в цепях эмиттеров значительно выше.

Еще одно преимущество этой схемы состоит в том, что регулировка тока покоя позволяет управлять величиной переходных искажений. Двухтактные усилители, в которых смещение используется для получения достаточно большого тока покоя в момент перехода сигнала через нуль, называют иногда усилителями класса АВ; это название подразумевает, что в течение некоторого интервала времени оба транзистора находятся в состоянии проводимости. Практически при выборе тока покоя следует найти компромисс между уменьшением искажения и рассеиваемой мощностью в состоянии покоя. Почти всегда для ослабления переходного искажения используют еще обратную связь, о которой пойдет речь в следующей главе.

Другой метод смещения двухтактного повторителя представлен на рис. 2.57. Транзистор T_4 работает как регулируемый диод: базовые резисторы образуют делитель напряжения, благодаря которому напряжение между коллектором и эмиттером T_4 стабилизируется при значении, пропорциональном напряжению между базой и эмиттером (оно равно падению напряжения на диоде); при увеличении напряжения $U_{КЭ}$ транзистор переходит в режим большей проводимости, и наоборот. Например, если оба резистора имеют сопротивления 1 кОм, то транзи-

стор удерживает напряжение между коллектором и эмиттером, равное удвоенному падению напряжения на диоде. В показанном на рис. 2.57 случае регулировка смещения позволяет установить напряжение между базами в диапазоне от 1 до 3,5 падения напряжения на диоде. Конденсатор емкостью 1 мкФ служит для того, чтобы на базы выходных транзисторов поступил одинаковый сигнал; такой шунтирующий конденсатор полезен в любой схеме смещения. В данной схеме коллекторный резистор транзистора T_1 заменен источником тока T_5. Эту разновидность схемы с успехом используют на практике — дело в том, что с помощью резистора бывает иногда трудно получить нужный базовый ток для транзистора T_2 при значениях сигнала, близких к максимальным. Для того чтобы удовлетворить требованиям со стороны транзистора T_2, резистор должен быть небольшим, но тогда большим будет коллекторный ток покоя транзистора T_1 (рассеиваемая мощность также будет велика), а коэффициент усиления по напряжению также будет небольшим (напомним, что $K = -R_K/R_Э$). Задачу формирования базового тока для транзистора T_2 позволяет решить также метод следящей связи [1], который мы рассмотрим ниже.

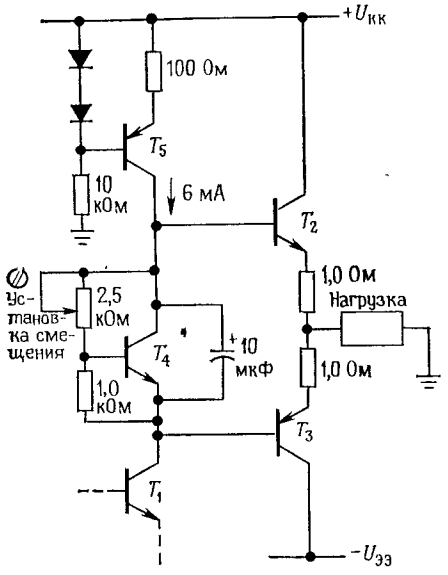


Рис. 2.57. Схема задания смещения двухтактного выходного каскада для уменьшения переходных искажений.

2.15. Составной транзистор (схема Дарлингтона)

Если соединить транзисторы, как показано на рис. 2.58, то полученная схема будет работать как один транзистор, причем его коэффициент β будет равен произведению коэффициентов β составляющих транзисторов. Этот прием полезен для схем, работающих с большими токами (например, для стабилизаторов напряжения или выходных каскадов усилителей мощности) или для входных каскадов усилителей, если необходимо обеспечить большой входной импеданс.

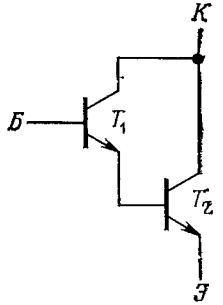


Рис. 2.58. Составной транзистор Дарлингтона.

[1] Bootsrapping — дословно «привязанная подошва», очень распространенный термин в англоязычной литературе,— *Прим. ред.*

В транзисторе Дарлингтона падение напряжения между базой и эмиттером в два раза больше обычного, а напряжение насыщения равно по крайней мере падению напряжения на диоде (так как потенциал эмиттера транзистора T_1 должен превышать потенциал эмиттера транзистора T_2 на величину падения напряжения на диоде). Кроме того, соединенные таким образом транзисторы ведут себя как один транзистор с достаточно малым быстродействием, так как транзистор T_1 не может быстро выключить транзистор T_2. С учетом этого свойства обычно между базой и эмиттером транзистора T_2 включают резистор (рис. 2.59). Резистор R предотвращает смещение транзистора T_2 в область проводимости за счет токов утечки транзисторов T_1 и T_2. Сопротивление резистора выбирают так, чтобы токи утечки (измеряемые в наноамперах для малосигнальных транзисторов и в сотнях микроампер для мощных транзисторов) создавали на нем падение напряжения, не превышающее падения напряжения на диоде, и вместе с тем чтобы через него протекал ток, малый по сравнению с базовым током транзистора T_2. Обычно сопротивление R составляет несколько сотен ом в мощном транзисторе Дарлингтона и несколько тысяч ом в малосигнальном транзисторе Дарлингтона.

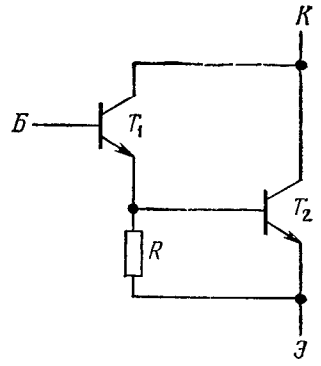


Рис. 2.59.

Промышленность выпускает транзисторы Дарлингтона в виде законченных модулей, включающих, как правило, и эмиттерный резистор. Примером такой стандартной схемы служит мощный $n-p-n$-транзистор Дарлингтона типа 2N6285, его коэффициент усиления по току равен 4000 (типичное значение) для коллекторного тока, равного 10 А.

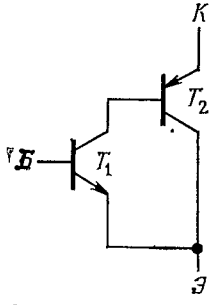


Рис. 2.60.

Соединение транзисторов по схеме Шиклаи (Sziklai). Соединение транзисторов по схеме Шиклаи представляет собой схему, подобную той, которую мы только что рассмотрели. Она также обеспечивает увеличение коэффициента β. Иногда такое соединение называют комплементарным транзистором Дарлингтона (рис. 2.60) [1]. Схема ведет себя как транзистор $n-p-n$-типа, обладающий большим коэффициентом β. В схеме действует одно напряжение между базой и эмиттером, а напряжение насыщения, как и в предыдущей схеме, равно по крайней мере падению напряжения на диоде. Между базой и эмиттером транзистора T_2 рекомендуется включать резистор с небольшим сопро-

[1] Дополнительным или дополняющим составным транзистором,— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

тивлением. Разработчики применяют эту схему в мощных двухтактных выходных каскадах, когда хотят использовать выходные транзисторы только одной полярности. Пример такой схемы показан на рис 2.61. Как и прежде, резистор представляет собой коллекторный резистор транзистора T_1. Транзистор Дарлингтона, образованный транзисторами T_2 и T_3, ведет себя как один транзистор $n - p - n$-типа с большим коэффициентом усиления по току. Транзисторы T_4 и T_5, соединенные по схеме Шиклаи, ведут себя как мощный транзистор $p - n - p$-типа с большим коэффициентом усиления. Как и прежде, резисторы R_3 и R_4 имеют небольшое сопротивление. Эту схему иногда называют двухтактным повторителем с квазидополнительной симметрией. В настоящем каскаде с дополнительной симметрией (комплементарном) транзисторы T_4 и T_5 были бы соединены по схеме Дарлингтона.

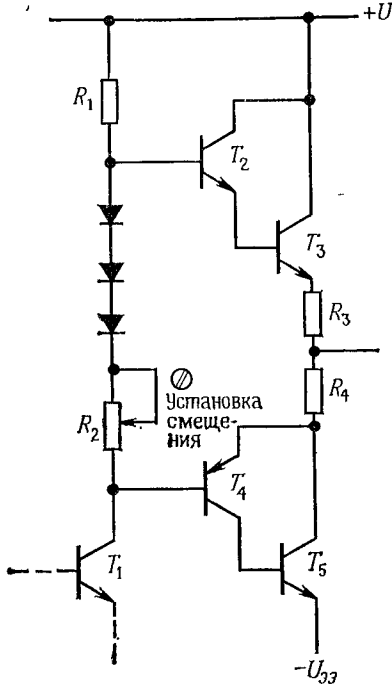


Рис. 2.61.

Транзистор со сверхбольшим значением коэффициента усиления по току. Составные транзисторы—транзистор Дарлингтона и ему подобные — не следует путать с транзисторами со сверхбольшим значением коэффициента усиления по току, в которых очень большое значение коэффициента $h_{21Э}$ получают в ходе технологического процесса изготовления элемента. Примером такого элемента служит транзистор типа 2N5963, для которого гарантируется минимальный коэффициент усиления по току, равный 900, при изменении коллекторного тока в диапазоне от 10 мкА до 10 мА; этот транзистор принадлежит к серии элементов 2N5961 — 2N5963, которая характеризуется диапазоном максимальных напряжений $U_{КЭ}$ от 30 до 60 В (если коллекторное напряжение должно быть больше, то следует пойти на уменьшение значения β). Промышленность выпускает согласованные пары транзисторов со сверхбольшим значением коэффициента β. Их используют в усилителях с низким уровнем сигнала, для которых транзисторы должны иметь согласованные характеристики; этому вопросу посвящен разд. 2.17. Примерами подобных стандартных схем служат схемы типа LM114, LM394, MAT-01 и CA3095; они представляют собой транзисторные пары с большим коэффициентом усиления, в которых напряжение

$U_{БЭ}$ согласовано до долей милливольта (в самых хороших схемах обеспечивается согласование до 50 мкВ), а коэффициент $h_{21Э}$ — до 1%.

Транзисторы со сверхбольшим значением коэффициента β можно объединять по схеме Дарлингтона. При этом базовый ток смещения можно сделать равным всего лишь 50 пкА (примерами таких схем служат операционные усилители типа LM111 и LM316).

2.16. Следящая связь

При задании напряжения смещения, например в эмиттерном повторителе, резисторы делителя в цепи базы выбирают так, чтобы делитель по отношению к базе выступал в качестве жесткого источника напряжения, т. е. чтобы сопротивление параллельно включенных резисторов

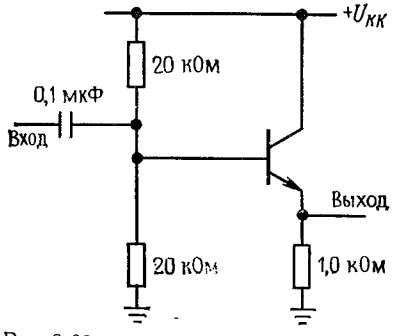


Рис. 2.62.

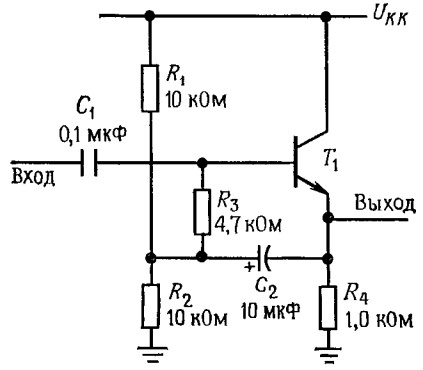


Рис. 2.63.

было значительно меньше, чем входное сопротивление схемы со стороны базы. В связи с этим входное сопротивление всей схемы определяется делителем напряжения — для сигнала, поступающего на ее вход, входное сопротивление оказывается гораздо меньше, чем это действительно необходимо. На рис. 2.62 показан соответствующий пример. Полное входное сопротивление схемы равно приблизительно 9 кОм, а сопротивление делителя напряжения для входного сигнала равно 10 кОм. Желательно, чтобы входное сопротивление всегда было большим, и уж во всяком случае неразумно нагружать источник входного сигнала схемы делителем, который в конечном счете нужен только для того, чтобы обеспечить смещение транзистора. Выйти из затруднения позволяет метод следящей связи (рис. 2.63). Смещение транзистора обеспечивают резисторы R_1, R_2, R_3. Конденсатор C_2 выбирают таким, чтобы его полное сопротивление на частотах сигнала было мало по сравнению с сопротивлением резисторов смещения. Как всегда смещение будет стабильным, если сопротивление его источника по постоянному току, приведенное к базе (в данном случае 9,7 кОм),

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

значительно меньше сопротивления по постоянному току со стороны базы (в данном случае ~100 кОм). Но здесь входное сопротивление для частот сигнала не равно сопротивлению по постоянному току. Рассмотрим путь прохождения сигнала: входной сигнал $U_{вх}$ порождает сигнал на эмиттере $u_э \approx u_{вх}$, поэтому приращение тока, протекающего через резистор смещения R_3, составит $i=(u_{вх}-u_э)/R_3 \approx 0$, т. е. $Z_{вх}=u_{вх}/i_{вх} \approx \infty$. Мы получили, что входное (шунтирующее) сопротивление схемы смещения очень велико для *частот сигнала*.

Другой подход к анализу схемы основан на том, что падение напряжения на резисторе R_3 для всех частот сигнала одинаково (так как напряжение между его выводами изменяется одинаково), т. е. он представляет собой источник тока. Но сопротивление источника тока бесконечно. На самом деле фактическое значение сопротивления не бесконечно, так как коэффициент усиления повторителя немного меньше 1. Последнее вызывается тем, что падение напряжения между базой и эмиттером зависит от коллекторного тока, который изменяется при изменении уровня сигнала. Тот же результат можно получить, если рассмотреть делитель, образованный выходным сопротивлением со стороны эмиттера [$r_э=25/I_К$(мА)Ом] и эмиттерным резистором. Если коэффициент усиления повторителя по напряжению обозначить A ($A \approx \approx 1$), то действующее значение сопротивления R_3 на частотах сигнала равно $R_3/(1-A)$. На практике действующее значение сопротивления R_3 больше его номинала приблизительно в 100 раз, и на входном сопротивлении преобладает входное сопротивление транзистора со стороны базы. В инвертирующем усилителе с общим эмиттером может быть выполнена аналогичная следящая связь, так как сигнал на эмиттере повторяет сигнал на базе. Обратите внимание, что схема делителя напряжения смещения запитывается по переменному току (на частотах сигнала) с низкоомного эмиттерного выхода, поэтому входному сигналу не приходится этим заниматься.

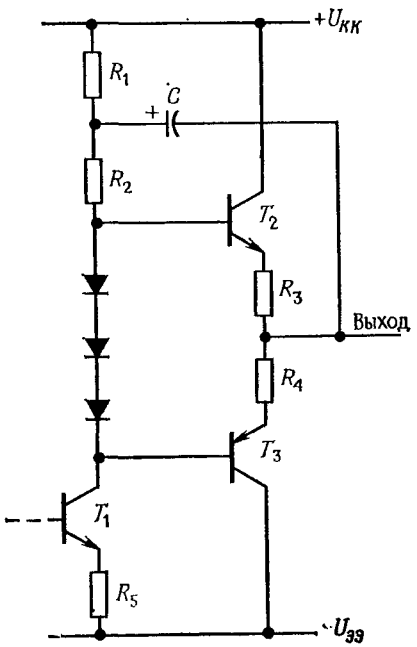


Рис. 2.64.

Следящая связь в коллекторной нагрузке. Принцип следящей связи можно использовать для увеличения действующего (эффективного) сопротивления коллекторного нагрузочного резистора, если каскад нагружен на повторитель. При этом существенно увеличится

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

коэффициент усиления каскада по напряжению [напомним, что $K_U=-g_mR_К$, а $g_m=1/(R_э+r_э)$]. На рис. 2.64 показан пример двухтактного выходного каскада со следящей связью, построенной подобно рассмотренной выше схеме двухтактного повторителя. Так как выход повторяет сигнал на базе транзистора T_2, конденсатор C создает следящую связь в коллекторную нагрузку транзистора T_1 и поддерживает постоянное падение напряжения на резисторе R_2 при наличии сигнала (импеданс конденсатора C должен быть малым по сравнению с R_1 и R_2 во всей полосе частот сигнала). Благодаря этому резистор R_2 становится подобен источнику тока, увеличивается коэффициент усиления транзистора T_1 по напряжению и поддерживается достаточное напряжение на базе даже при пиковых значениях сигнала. Когда сигнал становится близким к напряжению питания $U_{КК}$, потенциал в точке соединения резисторов R_1 и R_2 становится больше, чем $U_{КК}$, благодаря заряду, накопленному конденсатором C. При этом если $R_1=R_2$ (неплохой вариант выбора резисторов), то потенциал в точке их соединения превысит $U_{КК}$ в 1,5 раза в тот момент, когда выходной сигнал станет равен $U_{КК}$ [1]. Эта схема завоевала большую популярность при разработке бытовых усилителей низкой частоты, хотя простой источник тока обладает преимуществами перед схемой со следящей связью, так как отпадает необходимость в использовании нежелательного элемента — электролитического конденсатора — и обеспечиваются лучшие характеристики на низких частотах.

2.17. Дифференциальные усилители

Дифференциальный усилитель — это широко известная схема, используемая для усиления разности напряжений двух входных сигналов. В идеальном случае выходной сигнал не зависит от уровня каждого из входных сигналов, а определяется только их разностью. Запомните несколько общепринятых терминов: когда уровни сигналов на обоих входах изменяются одновременно, то такое изменение входного сигнала называют синфазным; дифференциальный или разностный входной сигнал называют еще нормальным или полезным. Хороший дифференциальный усилитель обладает высоким *коэффициентом ослабления синфазного сигнала* (КОСС), который представляет собой отношение выходного полезного сигнала к выходному синфазному сигналу, при условии что полезный и синфазный входные сигналы имеют одинаковую амплитуду. Обычно КОСС определяют в децибелах. Диапазон изменения синфазного входного сигнала задает допустимые уровни напряжения, относительно которого должен изменяться входной сигнал.

Дифференциальные усилители используют в тех случаях, когда слабые сигналы можно потерять на фоне шумов. Примерами таких сигналов являются цифровые сигналы, передаваемые по длинным

[1] То же самое будет и при другом выборе соотношения R_1 и R_2; важно, чтобы C $(R_1 \| R_2) > 1/f$,— *Прим. ред.*

кабелям (кабель обычно состоит из двух скрученных проводов), звуковые сигналы (в радиотехнике понятие «балансный» импеданс обычно связывают с дифференциальным импедансом 600 Ом), радиочастотные сигналы (двухжильный кабель является дифференциальным), напряжения электрокардиограмм, сигналы считывания информации из магнитной памяти и многие другие. Дифференциальный усилитель на приемном конце восстанавливает первоначальный сигнал, если синфазные помехи не очень велики. Дифференциальные каскады широко используют при построении операционных усилителей, которые мы рассматриваем ниже. Они играют важную роль при разработке усилителей постоянного тока (которые усиливают частоты вплоть до постоянного тока, т. е. не используют для межкаскадной связи конденсаторы): их симметричная схема по сути своей приспособлена для компенсации температурного дрейфа.

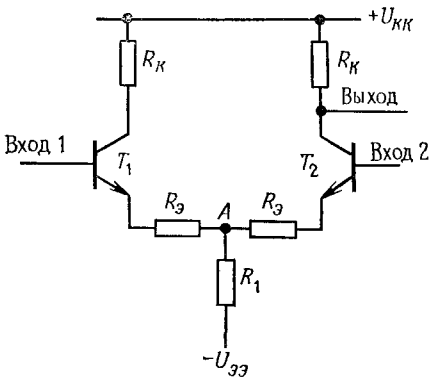


Рис. 2.65. Классический транзисторный дифференциальный усилитель.

На рис. 2.65 показана основная схема дифференциального усилителя. Выходное напряжение измеряется на одном из коллекторов относительно потенциала земли; такой усилитель называют *схемой с однополюсным выходом* или *разностным усилителем*, и он распространен наиболее широко. Этот усилитель можно рассматривать как устройство, которое усиливает дифференциальный сигнал и преобразует его в несимметричный сигнал, с которым могут работать обычные схемы (повторители напряжения, источники тока и т. п.). Если же нужен дифференциальный сигнал, то его снимают между коллекторами.

Чему равен коэффициент усиления этой схемы? Его нетрудно подсчитать: допустим, на вход подается дифференциальный сигнал, при этом напряжение на входе *1* увеличивается на величину $u_{вх}$ (изменение напряжения для малого сигнала по отношению ко входу *2*). До тех пор пока оба транзистора находятся в активном режиме, потенциал точки *A* фиксирован. Коэффициент усиления можно определить как и выше, если заметить, что входной сигнал оказывается дважды приложенным к переходу эмиттер — база любого транзистора: $K_{диф}=R_К/2(r_Э+R_Э)$. Сопротивление резистора $R_Э$ обычно невелико (100 Ом и меньше), а иногда этот резистор вообще отсутствует. Дифференциальное напряжение обычно усиливается в несколько сотен раз.

Для того чтобы определить коэффициент усиления синфазного сигнала, на оба входа усилителя нужно подать одинаковые сигналы $u_{вх}$. Если вы внимательно рассмотрите этот случай (и вспомните, что через резистор R_1 протекают оба эмиттерных тока), то получите $K_{синф}=-R_К/(2R_1+R_Э)$. Мы пренебрегаем небольшим сопротивлением $r_Э$,

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

так как резистор R_1 обычно выбирают большим — его сопротивление составляет по крайней мере несколько тысяч ом. На самом деле сопротивлением $R_Э$ тоже можно пренебречь. КОСС приблизительно равен $R_1/(r_Э+R_Э)$. Типичным примером дифференциального усилителя является схема, представленная на рис. 2.66. Рассмотрим, как она работает.

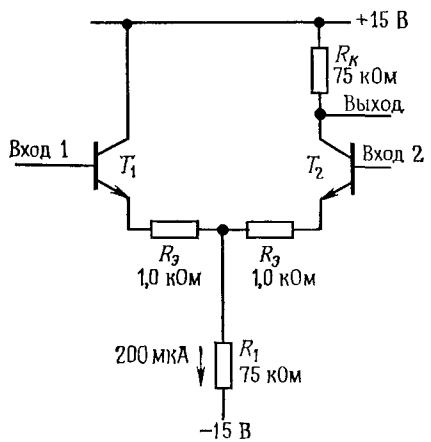


Рис. 2.66.
$K_{диф}=U_{вых}/(U_1-U_2)=(R_К/2(R_Э+r_Э)$;
$K_{синф}=R_К/(2R_1+R_Э+r_Э)$;
КОСС$\approx R_1/(R_Э+r_Э)$.

Сопротивление резистора $R_К$ выбрано так, чтобы коллекторный ток покоя можно было взять равным 100 мкА. Как обычно, для получения максимального динамического диапазона потенциал коллектора установлен равным 0,5 $U_{КК}$. У транзистора T_1 коллекторный резистор отсутствует, так как выходной сигнал снимается с коллектора другого транзистора. Сопротивление резистора R_1 выбрано таким, что суммарный эмиттерный ток равен 200 мкА и поровну распределен между транзисторами, когда входной (дифференциальный) сигнал равен нулю. Коэффициент усиления дифференциального сигнала равен 30, а коэффициент усиления синфазного сигнала равен 0,5. Если исключить из схемы резисторы 1,0 кОм, то коэффициент усиления дифференциального сигнала станет равен 150, но при этом уменьшится входное (дифференциальное) сопротивление с 250 до 50 кОм (если необходимо, чтобы величина этого сопротивления имела порядок мегаом, то во входном каскаде можно использовать транзисторы Дарлингтона).

Напомним, что в несимметричном усилителе с заземленным эмиттером при выходном напряжении покоя 0,5 $U_{КК}$ максимальное усиление равно 20 $U_{КК}$, где $U_{КК}$ выражено в вольтах. В дифференциальном усилителе максимальное дифференциальное усиление (при $R_Э=0$) вдвое меньше, т. е. численно равно двадцатикратному падению напряжения на коллекторном резисторе при аналогичном выборе рабочей точки. Соответствующий максимальный КОСС (при условии, что $R_Э=0$) также численно в 20 раз превышает падение напряжения на R_1.

Упражнение 2.13. Убедитесь, что приведенные соотношения правильны. Разработайте дифференциальный усилитель по вашим собственным требованиям.

Дифференциальный усилитель можно образно назвать «длиннохвостой парой», так как, если длина резистора на условном обозначении пропорциональна величине его сопротивления, схему можно изобразить в таком виде, как показано на рис. 2.67. «Длинный хвост» опреде-

ляет подавление синфазного сигнала, а небольшие сопротивления межэмиттерной связи (включающие собственные сопротивления эмиттеров) — усиление дифференциального сигнала.

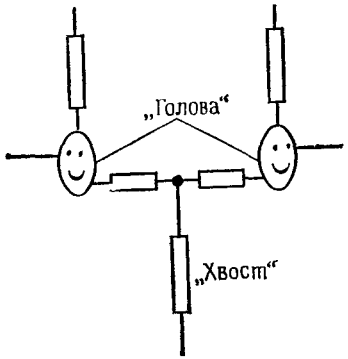


Рис. 2.67.

Смещение с помощью источника тока. Усиление синфазного сигнала в дифференциальном усилителе можно значительно уменьшить, если резистор R_1 заменить источником тока. При этом действующее значение сопротивления R_1 станет очень большим, а усиление синфазного сигнала будет ослаблено почти до нуля. Представим себе, что на входе действует синфазный сигнал; источник тока в эмиттерной цепи поддерживает полный эмиттерный ток постоянным, и он (в силу симметрии схемы) равномерно распределяется между двумя коллекторными цепями. Следовательно, сигнал на выходе схемы не изменяется. Пример подобной схемы приведен на рис. 2.68. Для этой схемы, в которой использованы монолитная транзисторная пара типа LM394 (транзисторы T_1 и T_2) и источник тока типа 2N5963, величина КОСС определяется отношением 100 000:1 (100 дБ). Диапазон входного синфазного сигнала ограничен значениями — 12 В и +7 В; нижний предел определяется рабочим диапазоном источника тока в эмиттерной цепи, а верхний — коллекторным напряжением покоя.

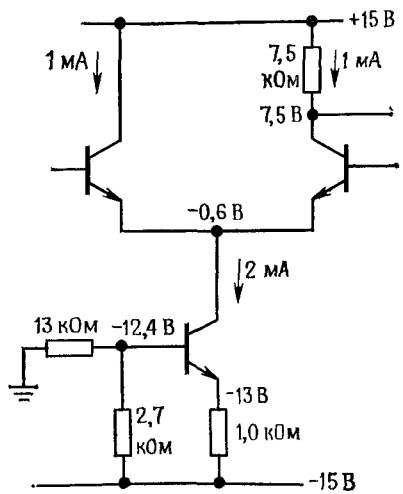


Рис. 2.68.

Не забывайте о том, что в этом усилителе, как и во всех транзисторных усилителях, должны быть предусмотрены цепи смещения по постоянному току. Если, например, для межкаскадной связи на входе используется конденсатор, то должны быть включены заземленные базовые резисторы.

Применения дифференциальных схем в усилителях постоянного тока с однополюсным выходом. Дифференциальный усилитель может прекрасно работать как усилитель постоянного тока даже с несимметричными (односторонними) входными сигналами. Для этого нужно один из его входов заземлить, а на другой подать сигнал (рис. 2.69). Можно ли исключить «неиспользуемый» транзистор из

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

схемы? Нет. Дифференциальная схема обеспечивает компенсацию температурного дрейфа, и, даже когда один вход заземлен, транзистор выполняет некоторые функции: при изменении температуры напряжения $U_{БЭ}$ изменяются на одинаковую величину, при этом не происходит никаких изменений на выходе и не нарушается балансировка схемы. Это значит, что изменение напряжения $U_{БЭ}$ не усиливается с коэффициентом $K_{диф}$ (его усиление определяется коэффициентом $K_{синф}$, который можно уменьшить почти до нуля). Кроме того, взаимная компенсация напряжений $U_{БЭ}$ приводит к тому, что на входе не нужно учитывать падения напряжения величиной 0,6 В. Качество такого усилителя постоянного тока ухудшается только из-за несогласованности напряжений $U_{БЭ}$ или их температурных коэффициентов. Промышленность выпускает транзисторные пары и интегральные дифференциальные усилители с очень высокой степенью согласования (например, для стандартной согласованной монолитной пары $n-p-n$-транзисторов типа MAT-01 дрейф напряжения $U_{БЭ}$ определяется величиной 0,15 мкВ/°С или 0,2 мкВ за месяц).

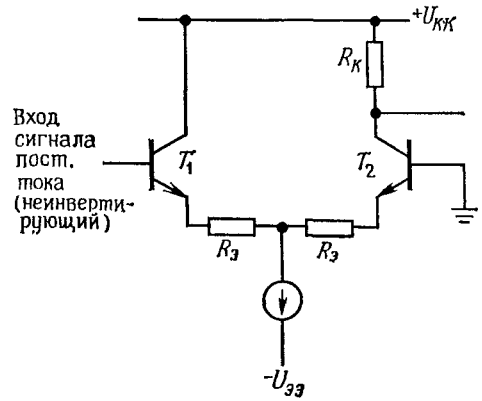


Рис. 2.69.

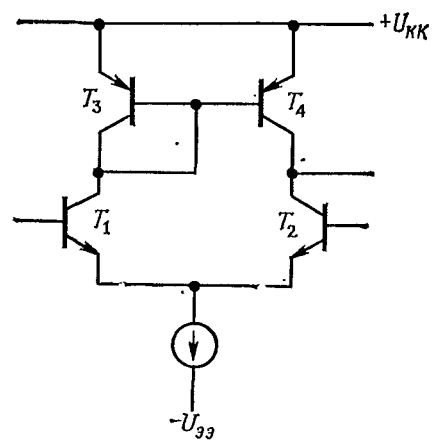


Рис. 2.70. Дифференциальный усилитель с токовым зеркалом в качестве активной нагрузки.

В предыдущей схеме можно заземлить любой из входов. В зависимости от того, какой вход заземлен, усилитель будет или не будет инвертировать сигнал. Показанная схема является неинвертирующей, значит, в ней заземлен инвертирующий вход. Терминология, относящаяся к дифференциальным усилителям, распространяется также на операционные усилители, которые представляют собой те же дифференциальные усилители с высоким коэффициентом усиления.

Использование токового зеркала в качестве активной нагрузки. Иногда желательно, чтобы однокаскадный дифференциальный

усилитель, как и простой усилитель с заземленным эмиттером, имел большой коэффициент усиления. Красивое решение дает использование токового зеркала в качестве активной нагрузки усилителя (рис 2.70). Транзисторы T_1 и T_2 образуют дифференциальную пару с источником тока в эмиттерной цепи. Транзисторы T_3 и T_4, образующие токовое зеркало, выступают в качестве коллекторной нагрузки. Тем самым обеспечивается высокое значение сопротивления коллекторной нагрузки, благодаря этому коэффициент усиления по напряжению достигает 5000 и выше при условии, что нагрузка на выходе усилителя отсутствует. Такой усилитель используют, как правило, только в схемах, охваченных петлей обратной связи, или в компараторах (их мы рассмотрим в следующем разделе). Запомните, что нагрузка для такого усилителя обязательно должна иметь большой импеданс, иначе усиление будет существенно ослаблено.

Дифференциальные усилители как схемы расщепления фазы. На коллекторах симметричного дифференциального усилителя возникают сигналы, одинаковые по амплитуде, но с противоположными фазами. Если снимать выходные сигналы с двух коллекторов, то получим схему расщепления фазы. Конечно, можно использовать дифференциальный усилитель с дифференциальными входами и выходами. Дифференциальный выходной сигнал можно затем использовать для управления еще одним дифференциальным усилительным каскадом, величина КОСС для всей схемы при этом значительно увеличивается.

Дифференциальные усилители как компараторы. Благодаря высокому коэффициенту усиления и стабильным характеристикам дифференциальный усилитель является основной составной частью *компаратора* — схемы, которая сравнивает входные сигналы и оценивает, какой из них больше. Компараторы используют в самых различных областях: для включения освещения и отопления, для получения прямоугольных сигналов из треугольных, для сравнения уровня сигнала с пороговым значением, в усилителях класса D и при импульсно-кодовой модуляции, для переключения источников питания и т. д. Основная идея при построении компаратора заключается в том, что транзистор должен включаться или выключаться в зависимости от уровней входных сигналов. Область линейного усиления не рассматривается — работа схемы основывается на том, что один из двух входных транзисторов в любой момент находится в режиме отсечки. Типичное применение с захватом сигнала рассматривается в следующем разделе на примере схемы регулирования температуры, в которой используются резисторы, сопротивление которых зависит от температуры (термисторы).

2.18. Емкость и эффект Миллера

До сих пор мы пользовались моделью транзистора для сигналов постоянного тока или низкой частоты. В простейшей модели транзистора в виде усилителя тока и в более сложной модели Эберса — Молла

напряжения, токи и сопротивления рассматривают со стороны различных выводов транзистора. Пользуясь этими моделями, мы уже охватили достаточно широкий круг вопросов, и на самом деле они содержат в себе почти все, что необходимо учитывать при разработке транзисторных схем. Однако до сих пор мы не принимали во внимание важный момент — внешние цепи и сами переходы транзистора обладают некоторой емкостью, которую необходимо учитывать при разработке быстродействующих и высокочастотных схем. На самом деле, на высоких частотах емкость зачастую определяет работу схемы; на частоте 100 МГц емкость перехода, равная 5 пкФ, имеет импеданс 320 Ом.

Более подробно мы рассмотрим этот вопрос в гл. 13. Сейчас мы хотим просто поставить вопрос, проиллюстрировать его на примере некоторых схем и предложить методы его разрешения. Конечно, в этой главе мы не можем не коснуться причины самого явления. Рассматривая транзистор в новом аспекте, мы познакомимся с *эффектом Миллера* и каскодными схемами.

Емкость схемы и перехода. Емкость ограничивает скорость изменения напряжений в схеме, так как любая схема имеет собственные конечные выходные импеданс и ток. Когда емкость перезаряжается от источника с конечным сопротивлением, ее заряд происходит по экспоненциальному закону с постоянной времени RC; если же емкость заряжает идеальный источник тока, то снимаемый с нее сигнал будет изменяться по линейному закону. Общая рекомендация заключается в следующем: для ускорения работы схемы следует уменьшать импеданс источника и емкость нагрузки и увеличивать управляющий ток. Однако некоторые особенности связаны с емкостью обратной связи и со входной емкостью. Коротко остановимся на этих вопросах.

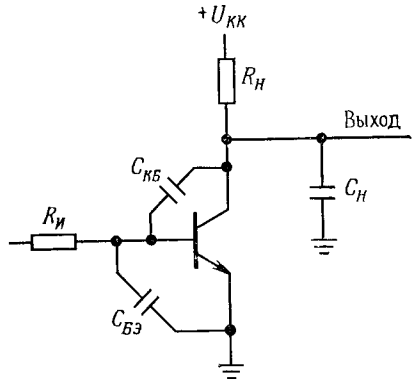


Рис. 2.71.

Схема на рис. 2.71 иллюстрирует, как проявляются емкости переходов транзистора. Выходная емкость образует RC-цепь с выходным сопротивлением $R_Н$ (сопротивление $R_Н$ включает в себя как сопротивление коллектора, так и сопротивление нагрузки, а емкость $C_Н$ — емкость перехода и емкость нагрузки), в связи с этим спад сигнала начинается при частоте $f=1/2\pi R_Н C_Н$. То же самое можно сказать о входной емкости и сопротивлении источника R_U.

Эффект Миллера. Емкость $C_{кб}$ играет иную роль. Усилитель обладает некоторым коэффициентом усиления по напряжению K_U, следовательно, небольшой сигнал напряжения на входе порождает на коллекторе сигнал, в K_U раз превышающий входной (и инвертиро-

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

ванный по отношению к входному). Из этого следует, что для источника сигнала емкость $C_{кб}$ в (K_U+1) раз больше, чем при подключении $C_{кб}$ между базой и землей, т. е. при расчете частоты среза входного сигнала можно считать, что емкость обратной связи ведет себя как конденсатор емкостью $C_{кб}(K_U+1)$, подключенный между входом и землей. Эффективное увеличение емкости $C_{кб}$ и называют эффектом Миллера. Эффект Миллера часто играет основную роль в спаде усиления, так как типичное значение емкости обратной связи около 4 пкФ соответствует (эквивалентно) емкости в несколько сотен пикофарад, присоединенной на землю.

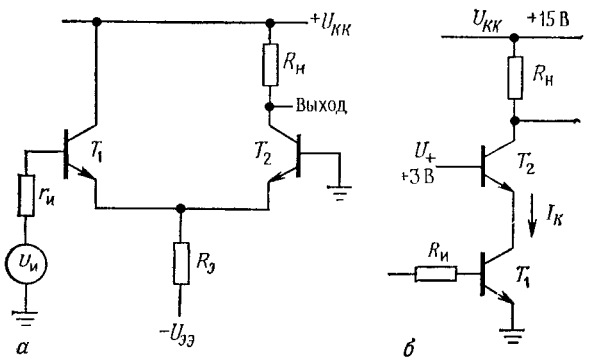


Рис. 2.72.

Существует несколько методов борьбы с эффектом Миллера. Например, он будет полностью устранен, если использовать усилительный каскад с общей базой. Импеданс источника можно уменьшить, если подавать сигнал на каскад с заземленным эмиттером через эмиттерный повторитель. На рис. 2.72 показаны еще две возможности. В дифференциальном усилителе (без резистора в коллекторной цепи T_1) эффект Миллера не наблюдается; эту схему можно рассматривать как эмиттерный повторитель, подключенный к каскаду с заземленной базой. На второй схеме показано каскодное включение транзисторов. T_1 — это усилитель с заземленным эмиттером, резистор $R_н$ является общим коллекторным резистором. Транзистор T_2 включен в коллекторную цепь для того, чтобы предотвратить изменение сигнала в коллекторе T_1 (и тем самым устранить эффект Миллера) при протекании коллекторного тока через резистор нагрузки. Напряжение U_+ — это фиксированное напряжение смещения, обычно оно на несколько вольт превышает напряжение на эмиттере T_1 и поддерживает коллектор T_1 в активной области. На рис. 2.72 представлена лишь часть каскодной схемы; в нее можно включить зашунтированный эмиттерный резистор и делитель напряжения для подачи смещения на базу (подобные примеры были рассмотрены в начале настоящей главы) или охватить всю схему петлей обратной связи по постоянному току. Напряжение U_+ можно формировать с помощью делителя или зенеровского диода; для того чтобы напряжение было жестко фиксировано на частотах сигнала, можно шунтировать резистор в базе T_2.

Упражнение 2.14. Объясните, почему эффект Миллера не наблюдается в транзисторах рассмотренной только что схемы дифференциального усилителя и в каскодных схемах.

Паразитные емкости могут создавать и более сложные проблемы, чем те, которых мы сейчас коснулись. В частности: а) спад усиления, обусловленный наличием емкости обратной связи и выходной емкости, сопровождается побочными эффектами, которые мы рассмотрим в следующей главе; б) входная емкость также оказывает влияние на работу схемы даже при наличии мощного источника входных сигналов; в частности, ток, который протекает через $C_{бэ}$, не усиливается транзистором, т. е. входная емкость «присваивает» себе часть входного тока, вследствие чего коэффициент усиления малого сигнала $h_{21э}$ на высоких частотах снижается и на частоте f_T становится равным единице [1]; в) дело осложняется также тем, что емкости переходов зависят от напряжения, емкость $C_{бэ}$ изменяется столь сильно при изменении базового тока, что ее даже не указывают в паспортных данных на транзистор, вместо этого указывается значение частоты f_T; г) если транзистор работает как переключатель, то заряд, накопленный в области базы в режиме насыщения, также вызывает уменьшение быстродействия. Эти, а также некоторые другие вопросы, связанные с работой быстродействующих схем, мы рассмотрим в гл. 13.

2.19. Полевые транзисторы

В нескольких последующих главах речь пойдет об использовании транзисторов в операционных усилителях и схемах с обратной связью. Однако было бы ошибкой не сказать сейчас несколько слов о транзисторе особого типа — полевом транзисторе (более подробно он рассматривается в гл. 6). Полевой транзистор во многом похож на обычный биполярный транзистор. Он представляет собой усилительное устройство, имеющее 3 вывода, и может иметь любую полярность. Один из выводов (затвор) предназначен для управления током, который протекает между двумя другими выводами (истоком и стоком). Этот транзистор обладает, однако, одним особым свойством: через затвор не протекает ток, за исключением токов утечки. Это значит, что входные импедансы могут быть очень большими, их предельные значения связаны лишь с наличием емкостей и утечек. На практике входные токи имеют порядки пикоампер. К настоящему времени полевые транзисторы зарекомендовали себя как надежные устройства, способные выполнять разнообразные функции. Их предельно допустимые напря-

[1] Это не совсем точное объяснение причин снижения усиления транзистора на высоких частотах.— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

жения и токи сравнимы с соответствующими напряжениями и токами биполярных транзисторов (за исключением максимальных токов).

Большинство устройств на основе транзисторов (согласованные пары, дифференциальные и операционные усилители, компараторы, токовые ключи и усилители, радиочастотные усилители, цифровые схемы) выпускают также с использованием полевых транзисторов. Данные замечания имеют целью предварительно ознакомить вас с этими интересными и полезными элементами, чтобы помнить об их возможностях при чтении последующих глав.

НЕКОТОРЫЕ ТИПИЧНЫЕ ТРАНЗИСТОРНЫЕ СХЕМЫ

Рассмотрим несколько примеров транзисторных схем, которые иллюстрируют основные идеи, изложенные в настоящей главе. Круг этих примеров ограничен, так как в реальных схемах часто используют отрицательную обратную связь, которую мы будем изучать в следующей главе.

2.20. Стабилизированный источник напряжения

На рис. 2.73 показана очень распространенная схема. Ток резистора R_1 открывает транзистор T_1. Когда напряжение на выходе достигает значения 10 В, транзистор T_2 переходит в открытое состояние (потенциал базы достигает 5 В) и дальнейшее увеличение выходного напряжения предотвращается за счет отвода избытка тока с базы транзистора T_1. Источник питания можно сделать регулируемым, если резисторы R_2 и R_3 заменить потенциометром. По сути дела, это пример схемы с отрицательной обратной связью: T_2 «следит» за состоянием выхода и «предпринимает соответствующие меры», если величина выходного напряжения отличается от нужной.

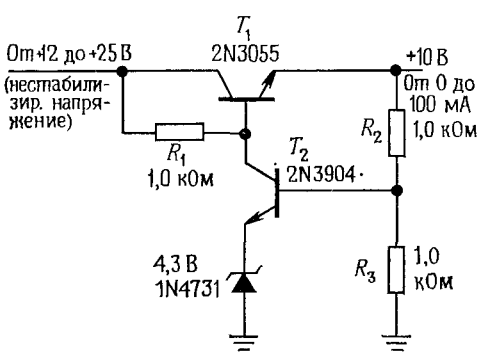


Рис. 2.73.

2.21. Терморегулятор

На рис. 2.74 показана схема регулятора температуры, основанная на использовании *термистора* — чувствительного элемента, сопротивление которого зависит от температуры. Дифференциальная схема на составных транзисторах T_1 — T_4 сравнивает напряжение, формируемое регулируемым делителем эталонного напряжения на

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

резисторах R_4 — R_6, с напряжением, которое снимается с делителя, образованного термистором и резистором R_2. (Если производить сравнение *относительно* одного и того же источника, то результат не будет зависеть от колебаний напряжения источника; приведенная

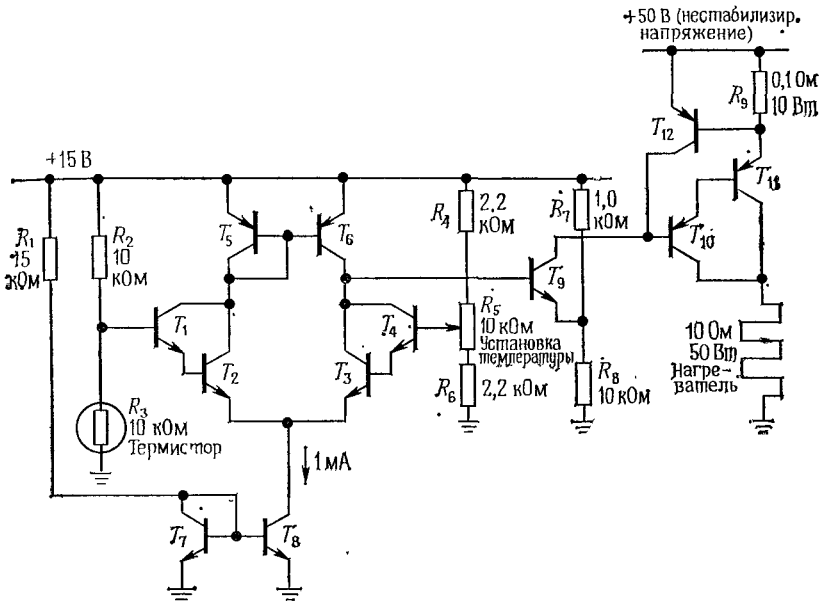


Рис. 2.74. Терморегулятор для нагревателя мощностью 50 Вт.

схема называется мостиком Уитстона.) Токовое зеркало на транзисторах T_5, T_6 является активной нагрузкой и служит для увеличения коэффициента усиления, а токовое зеркало на транзисторах T_7, T_8 обеспечивает эмиттерный ток. Транзистор T_9 сравнивает выходное напряжение дифференциального усилителя с фиксированным напряжением и переводит в насыщение составной транзистор T_{10}, T_{11}, который таким образом подает мощность на нагреватель в случае, если термистор охлажден слишком сильно. Выбор сопротивления резистора R_9 зависит от требующегося тока. В данной схеме этот резистор включает защитный транзистор T_{12}, если величина выходного тока превышает 6 А; тем самым отключается сигнал с базы составного транзистора T_{10}, T_{11} и предотвращается выход схемы из строя.

2.22. Простая логическая схема на транзисторах и диодах

На рис. 2.75 представлена схема, которая решает задачу, рассмотренную в гл. 1: включение звуковой сигнализации (звонка) при условии, что одна дверца машины открыта и водитель находится за рулем. В приведенной схеме все транзисторы работают как переключатели

(находятся в режиме отсечки или насыщения). Диоды $Д_1$ и $Д_2$ образуют так называемую схему ИЛИ[1], которая выключает транзистор

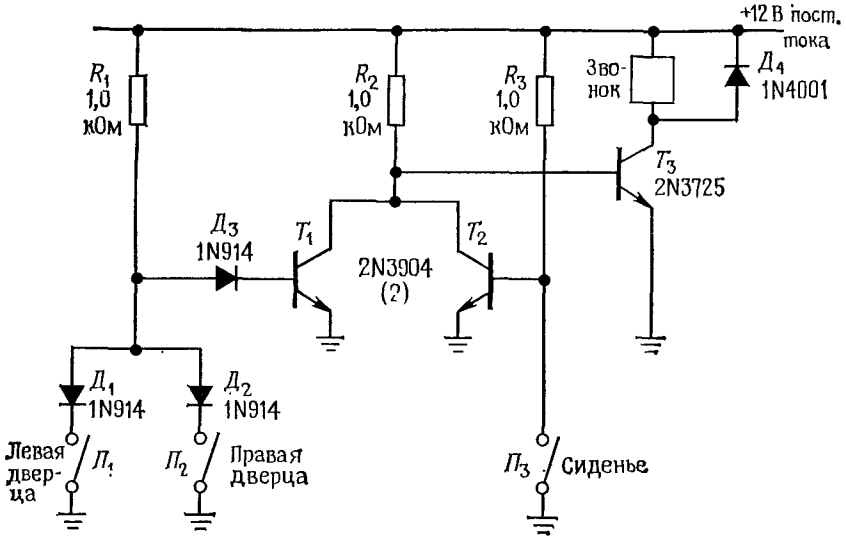


Рис. 2.75.

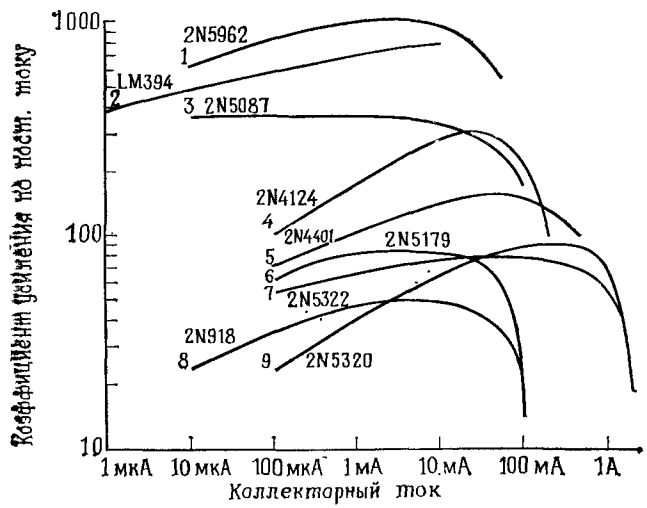


Рис. 2.76. Графики зависимости коэффициента усиления по току $h_{21Э}$ от коллекторного тока $I_К$ для группы транзисторов, параметры которых приведены в табл. 2.1 (по данным фирм-изготовителей).

[1] В сущности, сами переключатели образуют схему ИЛИ и эти диоды можно не ставить в схему.— *Прим. ред.*

Таблица 2.1

Некоторые малосигнальные транзисторы [а]

	$U_{КЭ}$, В	$I_К$ (макс.), мА	$h_{21Э}$ (тип.)	$I_К$, мА	$C_{КБ}$ [б] (тип.), пФ	f_T (тип.), МГц	Кривые коэффициента усиления [в]	Металлический корпус: ТО-5 [г] *npn*	ТО-5 [г] *pnp*	ТС-18 [д] *npn*	ТС-18 [д] *pnp*	Пластмассовый корпус: ТО-105 *npn*	ТО-105 *pnp*	ТО-106 *npn*	ТО-106 *pnp*	ТО-92 [е] *npn*	ТО-92 [е] *pnp*
Широкого применения	20	500	100	150	16	200	4	—	—	—	—	5136	5142	5137	5143	—	—
	25	200	200	2	1,8—2,8	300		—	—	—	—	—	—	—	—	4124	4126
	40	200	200	10	1,8—2,8	300		—	—	3947	3251	—	4122	—	—	3904	3906
Высокий коэффициент усиления, низкий уровень шума	25	50	300	10	2—7	150		—	—	—	—	—	—	3565	—	(3707 [е]) (3391А [е])	4058 [е]
	25	300	250	50	4	300		—	—	—	—	—	—	—	—	6008 [е]	6009 [е]
	25	50	500	5	1,5—4	500		—	—	—	—	—	—	—	4250	5089	—
	40	20	700	1	14	200	2	LM394	—	—	—	—	—	—	—	—	—
	45	50	1000	10	1,5	300	1	—	—	—	—	—	—	—	—	5962	(4965)
	50	50	350	5	1,8	400	3	—	—	2848	3965	—	—	—	—	(4967) (5210)	(5087)
Большой ток	30—60	600	150	150	5	300	5	2219	2905	2222	(2907) (3251)	3643	3645	3566	3638	4401	4403
	50	1000	100	200	7	450		3725	5022	4014	—	—	—	—	—	—	—
	60	500	180	50	15	200		—	—	—	—	3568	4355	—	—	—	—
	60	1000	70	80	15	100		(3107) (2102)	4036	—	—	—	—	—	—	—	—
	75	2000	70	500	20	60	7,9	5320	5322	—	—	—	—	—	—	—	—
Высокое напряжение	150	600	100	10	3—6	250		—	4929	—	—	—	—	5965	—	5550	5401
	300	1000	50	50	10	50		3439	5416	—	—	—	—	—	—	—	—
Высокое быстродействие	12	50	80	3	0,7	1500	6	—	—	5179	—	—	—	—	—	3662 [е]	—
	12	100	50	8	1,5	900	8	—	—	918	4208	—	—	3563	—	5770	—
	12	200	75	25	3	500		—	—	2369	2894	—	—	—	4313	5769	5771

[а] Все транзисторы имеют типовой номер 2NXXXX, за исключением сдвоенного транзистора типа LM394. Элементы, приведенные в одной строке, обладают сходными характеристиками и иногда электрически идентичны. [б] При $U_{КБ}=10$ В. [в] См. рис. 2.76. [г] Или ТО-39. [д] Или ТО-72, ТО-46. [е] Корпус ТО-92 и его модификации различаются установкой выводов; ЭБК и ЭКБ. Транзисторы, помеченные буквой «е», относятся к группе ЭКБ, а все остальные — к группе ЭБК.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

T_1, если одна из дверц открыта (переключатель замкнут). Однако потенциал коллектора T_1 сохраняет значение, близкое к потенциалу земли, и предотвращает включение звукового сигнала, если не замкнут переключатель $П_3$ (водитель находится за рулем); при выполнении последнего условия резистор R_2 обеспечивает включение транзистора T_3 и на звонок подается напряжение 12 В. Диод $Д_3$ обеспечивает падение напряжения, благодаря которому транзистор T_1 будет выключен, если замкнуты переключатели $П_1$ и $П_2$, а диод $Д_4$ предохраняет транзистор T_3 от индуктивных переходных процессов, возникающих при отключении звонка. Подробно мы рассмотрим логические схемы в гл. 8.

В табл. 2.1 приведены параметры группы малосигнальных транзисторов, широко используемых на практике; соответствующие им графики зависимости коэффициента усиления по току от коллекторного тока представлены на рис. 2.76.

СХЕМЫ, НЕ ТРЕБУЮЩИЕ ПОЯСНЕНИЙ

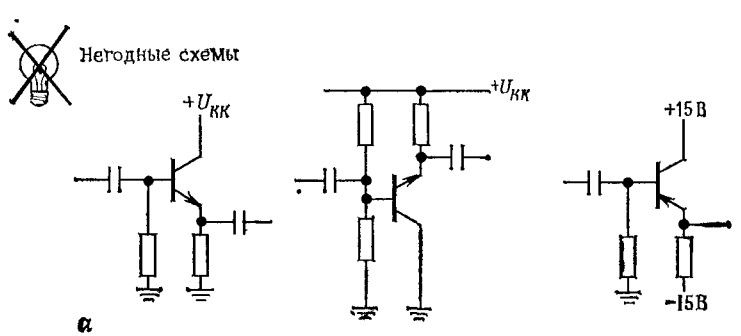
2.23. Негодные схемы

Как известно, учатся на ошибках, и своих, и чужих. В этом разделе вашему вниманию предложена целая серия грубых ошибок, допущенных при разработке схем (рис. 2.77). Внимательно рассмотрите представленные схемы, подумайте, какие возможны варианты и никогда не делайте подобных ошибок!

ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ УПРАЖНЕНИЯ

(1) Разработайте схему транзисторного переключателя, которая позволила бы подключать к земле две нагрузки через насыщенные транзисторы n—p—n-типа. При замыкании переключателя $А$ обе нагрузки должны находиться под напряжением, при замыкании переключателя $Б$ мощность должна передаваться только в одну нагрузку. Подсказка: используйте в схеме диоды.

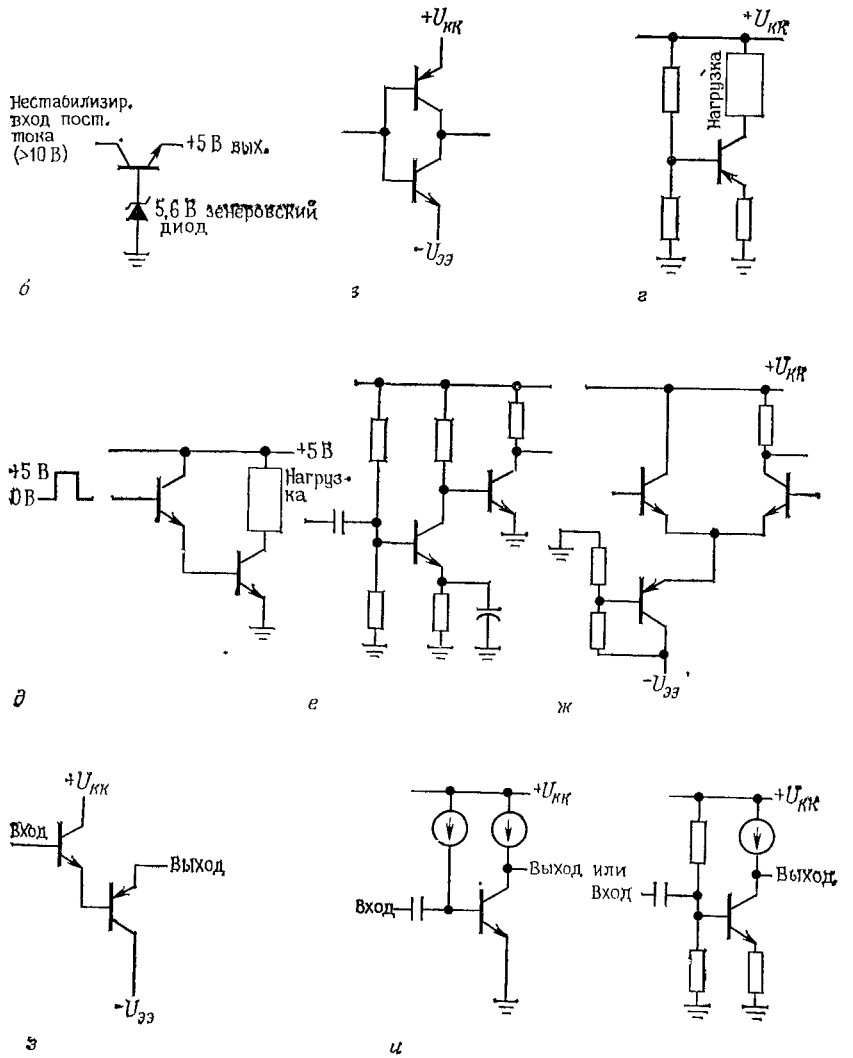
(2) Рассмотрите источник тока, изображенный на рис. 2.78. (а) Определите ток $I_{нагр}$. Чему равен рабочий диапазон схемы? Считайте, что напряжение $U_{БЭ}$ составляет 0,6 В. (б) Как будет изменяться выходной ток, если при изменении коллекторного напряжения в пределах выходного диапазона коэффициент $h_{21Э}$ изменяется от 50 до 100? (При



а

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

решении этой задачи следует учесть два эффекта). (в) Как будет изменяться ток нагрузки в пределах рабочего диапазона, если известно, что изменение напряжения $U_{БЭ}$ описывается зависимостью $\Delta U_{БЭ} = -0{,}001 \Delta U_{КЭ}$ (эффект Эрли)? (г) Чему равен температурный коэффициент выходного тока, если предположить, что коэффициент $h_{21Э}$ не



б в г д е ж з и

Рис. 2.77.

а — повторители со связью по переменному току; *б* — стабилизатор напряжения +5 В; *в* — двухтактный повторитель; *г* — источник тока; *д* — переключатель для больших токов; *е* — двухкаскадный усилитель; *ж* — дифференциальный усилитель; *з* — повторитель с нулевым смещением; *и* — усилитель переменного тока с большим коэффициентом усиления.

зависит от температуры? Чему равен температурный коэффициент выходного тока, если предположить, что коэффициент $h_{21э}$ увеличивается относительно номинального значения 100 на 0,4%/°С?

(3) Разработайте схему усилителя с общим эмиттером на основе транзистора n—p—n-типа по следующим исходным данным: коэффициент усиления по напряжению равен 15, напряжение питания $U_{КК}$ равно 15 В, коллекторный ток $I_К$ равен 0,5 мА. Транзистор должен быть смещен так, чтобы потенциал коллектора был равен 0,5 $U_{КК}$, а точке — 3 дБ должна соответствовать частота 100 Гц.

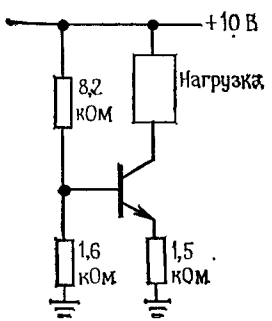


Рис. 2.78.

(4) Предусмотрите в предыдущей схеме следящую связь для увеличения входного импеданса. Правильно определите точку спада усиления при следящей связи.

(5) Разработайте схему дифференциального усилителя со связями по постоянному току по следующим исходным данным: коэффициент усиления по напряженню равен 50 (для однополюсного выхода) при входных сигналах с напряжением, близким к потенциалу земли; источники питания обеспечивают напряжение ±15 В; ток покоя в каждом транзисторе равен 0,1 мА. В эмиттерной цепи используйте источник тока, а в качестве выходного каскада — эмиттерный повторитель.

(6) Выполнив это упражнение, вы получите усилитель, коэффициент усиления которого управляется внешним напряжением (в гл. 6 эта задача решается с помощью полевых транзисторов). (а) Сначала разработайте схему дифференциального усилителя с источником тока в эмиттерной цепи и без эмиттерных резисторов. Используйте источник питания с напряжением ±15 В. Коллекторный ток $I_К$ (для каждого транзистора) должен быть равен 1 мА, а сопротивление коллекторного резистора сделайте равным $R_К$=1,0 кОм. Подсчитайте коэффициент усиления по напряжению, при условии что один из входов заземлен. (б) Теперь модифицируйте схему так, чтобы источником тока в эмиттерной цепи можно было управлять с помощью внешнего напряжения. Составьте приблизительное выражение зависимости коэффициента усиления от управляющего напряжения. (В реальной схеме можно предусмотреть еще одну группу управляемых источников для того, чтобы скомпенсировать смещение точки покоя, обусловленное изменениями коэффициента усиления, или же можно включить в схему еще один каскад с дифференциальным входом.)

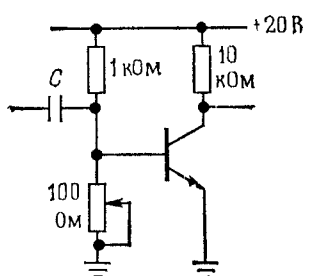


Рис. 2.79.

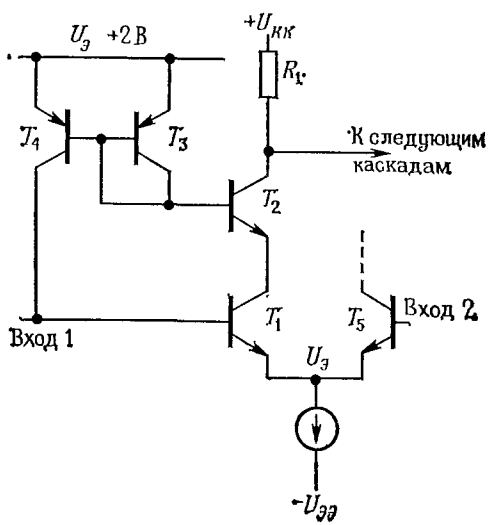


Рис. 2.80.

(7) Не желая прислушиваться к нашим советам, высокомерный студент создает усилитель, схема которого приведена на рис. 2.79. Он регулирует сопротивление R_2 таким образом, чтобы точке покоя соответствовало напряжение 0,5 $U_{КК}$. (а) Определите $Z_{вх}$ (на высоких частотах, когда выполняется условие $Z_К \approx 0$). (б) Определите коэффициент усиления по напряжению для малого сигнала. (в) Определите грубо, при каком изменении температуры окружающей среды транзистор перейдет в режим насыщения.

(8) В некоторых прецизионных операционных усилителях (например, ОР-07) для подавления входного тока смещения используется схема, показанная на рис. 2.80 (подробно показана только половина дифференциального усилителя с симметричным входом, другая половина выглядит точно так же). Объясните, как работает схема. Замечание: транзисторы T_1 и T_2 представляют собой согласованную по β пару. Подсказка: вспомните о токовых зеркалах.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Глава 3

ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ И ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ И ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

Понятие «обратная связь» (ОС) относится к числу распространенных, оно давно вышло за рамки узкой области техники и употребляется сейчас в широком смысле. В системах управления обратная связь используется для сравнения выходного сигнала с заданным значением и выполнения соответствующей коррекции. В качестве «системы» может выступать что угодно, например процесс управления движущимся по дороге автомобилем — за выходными данными (положением машины и ее скоростью) следит водитель, который сравнивает их с ожидаемыми значениями и соответственно корректирует входные данные (с помощью руля, переключателя скоростей, тормоза). В усилительной схеме выходной сигнал должен быть кратен входному, поэтому в усилителе с обратной связью входной сигнал сравнивается с определенной частью выходного сигнала.

3.01. Предварительные сведения об обратной связи

Отрицательная обратная связь — это процесс передачи выходного сигнала обратно на вход, при котором погашается часть входного сигнала. Может показаться, что это глупая затея, которая приведет лишь к уменьшению коэффициента усиления усилителя. Именно такой отзыв получил Гарольд С. Блэк, который в 1928 г. попытался запатентовать отрицательную обратную связь. «К нашему изобретению отнеслись так же, как к вечному двигателю» (журнал *IEEE Spectrum* за декабрь 1977 г.). Действительно, отрицательная обратная связь уменьшает коэффициент усиления, но при этом она улучшает другие параметры схемы, например устраняет искажения и нелинейность, сглаживает частотную характеристику (приводит ее в соответствие с нужной характеристикой), делает поведение схемы предсказуемым. Чем глубже отрицательная обратная связь, тем меньше внешние характеристики усилителя зависят от характеристик усилителя с разомкнутой обратной связью (без ОС), и в конечном счете оказывается, что они зависят только от свойств самой схемы ОС. Операционные усилители обычно используют в режиме глубокой обратной связи, а коэффициент усиления по напряжению в разомкнутой петле ОС (без ОС) достигает в этих схемах миллиона.

Цепь ОС может быть частотно-зависимой, тогда коэффициент усиления будет определенным образом зависеть от частоты (примером

может служить предусилитель звуковых частот в проигрывателе со стандартом RIIA); если же цепь ОС является амплитудно-зависимой, то усилитель обладает нелинейной характеристикой (распространенным примером такой схемы служит логарифмический усилитель, в котором в цепи ОС используется логарифмическая зависимость напряжения $U_{БЭ}$ от тока $I_К$ в диоде или транзисторе). Обратную связь можно использовать для формирования источника тока (выходной импеданс близок к бесконечности) или источника напряжения (выходной импеданс близок к нулю) [1], с ее помощью можно получить очень большое или очень малое входное сопротивление. Вообще говоря, тот параметр, по которому вводится обратная связь, с ее помощью улучшается. Например, если для обратной связи использовать сигнал, пропорциональный выходному току, то получим хороший источник тока.

Обратная связь может быть и *положительной*; ее используют, например, в генераторах. Как ни странно, она не столь полезна, как отрицательная ОС. Скорее она связана с неприятностями, так как в схеме с отрицательной ОС на высокой частоте могут возникать достаточно большие сдвиги по фазе, приводящие к возникновению положительной ОС и нежелательным автоколебаниям. Для того чтобы эти явления возникли, не нужно прикладывать большие усилия, а вот для предотвращения нежелательных автоколебаний прибегают к методам коррекции, о которых мы немного поговорим в конце этой главы.

После этих общих замечаний рассмотрим несколько примеров использования обратной связи в операционных усилителях.

3.02. Операционные усилители

В большинстве случаев, рассматривая схемы с обратной связью, мы будем иметь дело с операционными усилителями. Операционный усилитель (ОУ) — это дифференциальный усилитель постоянного тока с очень большим коэффициентом усиления и несимметричным выходом [2]. Прообразом ОУ может служить классический дифференциальный усилитель (разд. 2.17) с двумя входами и несимметричным выходом; правда, следует отметить, что реальные операционные усилители обладают значительно более высокими коэффициентами усиления (обычно порядка 10^5—10^6) и меньшими выходными импедансами, а также допускают изменение выходного сигнала почти в полном диапазоне питающего напряжения (обычно используют расщепленные источники питания ± 15 В). Промышленность выпускает сейчас сотни типов операционных усилителей; условное обозначение, принятое для всех типов, представлено на рис. 3.1; входы обозначают (+) и (—), и работают они, как можно догадаться, следующим образом: выходной сигнал изменяется в положительном направлении, когда потенциал на входе

[1] В этих случаях применяют ОС по току (сигнал ОС пропорционален току в нагрузке) и ОС по напряжению (сигнал ОС пропорционален выходному напряжению).— *Прим. ред.*

[2] Существуют ОУ с несимметричным входом.— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

(+) становится более положительным, чем потенциал на входе (—), и наоборот. Символы «+» и «—» не означают, что на одном входе потенциал всегда должен быть более положительным, чем на другом; эти символы просто указывают относительную фазу выходного сигнала (это важно, если в схеме используется отрицательная ОС). Во избежание путаницы лучше называть входы «инвертирующий» и «неинвертирующий», а не вход «плюс» и вход «минус». На схемах часто не показывают подключение источников питания к ОУ и вывод, предназначенный для заземления. Операционные усилители обладают колоссальным коэффициентом усиления по напряжению и *никогда* не используются без обратной связи. Можно сказать, что операционные усилители созданы для работы с обратной связью. Коэффициент усиления схемы без обратной связи так велик, что при наличии замкнутой петли ОС характеристики усилителя зависят только от схемы обратной связи. Конечно, при более подробном изучении должно оказаться, что такое обобщенное заключение справедливо не всегда. Начнем мы с того, что просто рассмотрим, как работает операционный усилитель, а затем, по мере необходимости, будем изучать его более тщательно.

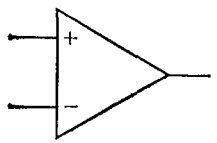


Рис. 3.1.

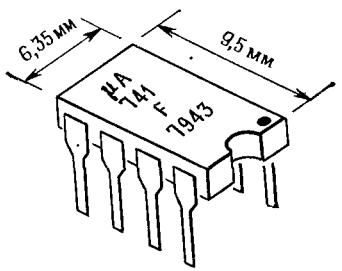


Рис. 3.2. Интегральная схема в корпусе мини-DIP с двухрядным расположением выводов.

Самой распространенной схемой операционного усилителя является схема типа μA741C, или просто 741. Она представляет собой крошечный элемент, размещенный в миниатюрном корпусе с двухрядным расположением выводов; ее внешний вид показан на рис. 3.2. Эта схема получила широкое распространение, так как она хорошо работает, удобна в обращении, недорога (около 25 центов) и не относится к числу дефицитных (ее выпускает около десяти компаний). Крошечный элемент, установленный в корпусе,— это кристалл кремния, содержащий 20 транзисторов и 11 резисторов. На рис. 3.3 показано соединение с выводами корпуса. Точка на крышке корпуса и выемка на его торце служат для обозначения точки отсчета при нумерации выводов. В большинстве корпусов электронных схем нумерация выводов осуществляется в направлении против часовой стрелки со стороны крышки корпуса. Выводы «установка нуля» служат для устранения небольшой асимметрии, возможной в операционном усилителе. Речь об этом пойдет позже в этой главе.

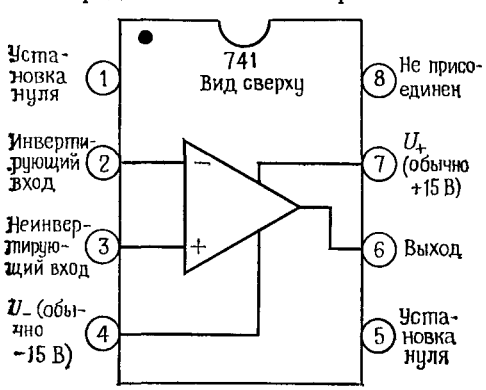


Рис. 3.3.

3.03. Важнейшие правила

Сейчас мы познакомимся с важнейшими правилами, которые определяют поведение операционного усилителя, охваченного петлей обратной связи. Они справедливы почти для всех случаев жизни.

Во-первых, операционный усилитель обладает таким большим коэффициентом усиления по напряжению, что изменение напряжения между входами на несколько долей милливольта вызывает изменение выходного напряжения в пределах его полного диапазона, поэтому не будем рассматривать это небольшое напряжение, а сформулируем правило I:

I. Выход операционного усилителя стремится к тому, чтобы разность напряжений между его входами была равна нулю.

Во-вторых, операционный усилитель потребляет очень небольшой входной ток (ОУ типа 741 потребляет 0,08 мкА, ОУ со входами на полевых транзисторах — порядка пикоампер); не вдаваясь в более глубокие подробности, сформулируем правило II:

II. Входы операционного усилителя ток не потребляют.

Здесь необходимо дать пояснение: правило I не означает, что операционный усилитель действительно изменяет напряжение на своих входах. Это невозможно. (Это было бы несовместимо с правилом II.) Операционный усилитель «оценивает» состояние входов и с помощью внешней схемы ОС передает напряжение с выхода на вход, так что в результате разность напряжений между входами становится равной нулю (если это возможно).

Эти правила создают достаточную основу для рассмотрения схем на операционных усилителях. О предосторожностях, которые необходимо соблюдать при работе с ОУ, мы поговорим в разд. 3.08, после того как рассмотрим основные схемы включения ОУ.

ОСНОВНЫЕ СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

3.04. Инвертирующий усилитель

Рассмотрим схему на рис. 3.4. Проанализировать ее будет нетрудно, если вспомнить сформулированные выше правила:

1. Потенциал точки B равен потенциалу земли, следовательно, согласно правилу I, потенциал точки A также равен потенциалу земли.

2. Это означает, что: а) падение напряжения на резисторе R_2 равно $U_{вых}$, б) падение напряжения на резисторе R_1 равно $U_{вх}$.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

3. Воспользовавшись теперь правилом II, получим $U_{вых}/R_2 = -U_{вх}/R_1$, или коэффициент усиления по напряжению $= U_{вых}/U_{вх} = -R_2/R_1$. Позже вы узнаете, что чаще всего точку B лучше заземлять не непосредственно, а через резистор. Однако сейчас это не имеет для вас значения.

Итак, анализ схемы на ОУ оказался даже чересчур простым. Он, правда, не позволяет судить о том, что на самом деле происходит в схеме. Для того чтобы понять, как работает обратная связь, представим себе, что на вход подан некоторый уровень напряжения, скажем 1В. Для конкретизации допустим, что резистор R_1 имеет сопротивление 10 кОм, а резистор R_2 — 100 кОм. Теперь представим себе, что напряжение на выходе решило выйти из повиновения и стало равно 0 В. Что произойдет? Резисторы R_1 и R_2 образуют делитель напряжения, с помощью которого потенциал инвертирующего входа поддерживается равным 0,91 В. Операционный усилитель фиксирует рассогласование по входам, и напряжение на его выходе начинает уменьшаться. Изменение продолжается до тех пор, пока выходное напряжение не достигнет значения —10 В, в этот момент потенциалы входов ОУ станут одинаковыми и равными потенциалу земли. Аналогично если напряжение на выходе начнет уменьшаться и дальше и станет более отрицательным, чем —10 В, то потенциал на инвертирующем входе станет ниже потенциала земли, в результате выходное напряжение начнет расти.

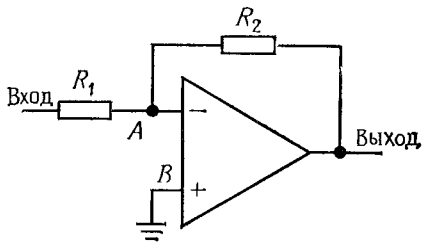


Рис. 3.4.

Как определить входной импеданс рассматриваемой схемы? Оказывается, просто. Потенциал точки A всегда равен 0 В (так называемое *мнимое заземление*, или квазинуль сигнала). Следовательно, $Z_{вх} = R_1$. Пока вы еще не знаете, как подсчитать выходной импеданс; для этой схемы он равен нескольким долям ома.

Следует отметить, что полученные результаты справедливы и для сигналов постоянного тока — схема представляет собой усилитель постоянного тока. Поэтому, если источник сигнала смещен относительно земли (источником является, например, коллектор предыдущего каскада), у вас может возникнуть желание использовать для связи каскадов конденсатор (иногда такой конденсатор называют блокирующим, так как он блокирует сигнал постоянного тока, а передает сигнал переменного тока). Немного позже (когда речь пойдет об отклонениях характеристик ОУ от идеальных), вы узнаете, что в тех случаях, когда интерес представляют только сигналы переменного тока, вполне допустимо использовать блокирующие конденсаторы.

Схема, которую мы рассматриваем, называется *инвертирующим усилителем*. Недостаток этой схемы состоит в том, что она обладает малым входным импедансом, особенно для усилителей с большим коэффициентом усиления по напряжению (при замкнутой цепи ОС), в которых резистор R_1, как правило, бывает небольшим. Этот недостаток устраняет схема, представленная на рис. 3.5.

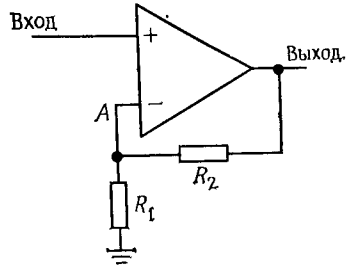


Рис. 3.5.

3.05. Неинвертирующий усилитель

Рассмотрим схему на рис. 3.5. Анализ ее также крайне прост: $U_A = U_{вх}$. Напряжение U_A снимается с делителя напряжения: $U_A = U_{вых} R_1/(R_1+R_2)$. Если $U_A = U_{вх}$, то коэффициент усиления $= U_{вых}/U_{вх} = 1 + R_2/R_1$. Это *неинвертирующий усилитель*. В приближении, которым мы воспользуемся, входной импеданс этого усилителя бесконечен (для ОУ типа 741 он составляет по крайней мере несколько сотен мегаом; для ОУ на полевых транзисторах $Z_{вх} \approx 10^{12}$ Ом и более). Выходной импеданс, как и в предыдущем случае, равен долям ома. Если, как в случае с инвертирующим усилителем, мы внимательно рассмотрим поведение схемы при изменении напряжения на входах, то увидим, что она работает, как обещано.

Эта схема также представляет собой усилитель постоянного тока. Если источник сигнала и усилитель связаны между собой по переменному току, то для входного тока (очень небольшого по величине) нужно предусмотреть заземление, как показано на рис. 3.6. Для представленных на схеме величин компонентов коэффициент усиления по напряжению равен 10, а точке —3 дБ соответствует частота 16 Гц.

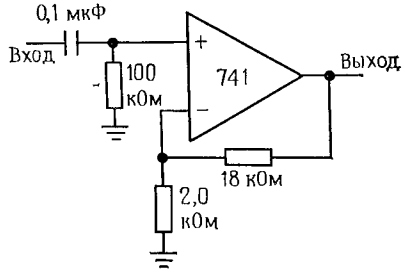


Рис. 3 6.

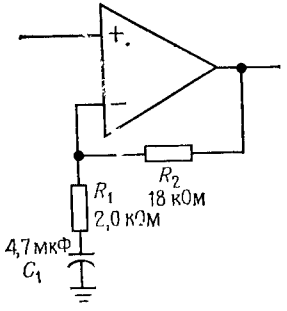


Рис. 3.7.

Усилитель переменного тока. Если усиливаются только сигналы переменного тока, то можно уменьшить коэффициент усиления для сигналов постоянного тока до единицы, особенно если усилитель обладает большим коэффициентом усиления по напряжению. Это позволяет уменьшить влияние всегда существующего конечного «приведенного

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

ко входу напряжения сдвига». Для схемы, представленной на рис. 3.7, точке —3 дБ соответствует частота 17 Гц; на этой частоте импеданс конденсатора равен 2,0 кОм. Обратите внимание, что конденсатор должен быть большим. Если для построения усилителя переменного тока использовать неинвертирующий усилитель с большим усилением, то конденсатор может оказаться чрезмерно большим. В этом случае лучше обойтись без конденсатора и настроить напряжение сдвига так, чтобы оно было равно нулю (этот вопрос мы рассмотрим позже, в разд. 3.12). Можно воспользоваться другим методом — увеличить сопротивления резисторов R_1 и R_2 и использовать T-образную схему делителя (разд. 3.17).

3.06. Повторитель

На рис. 3.8 представлен повторитель, подобный эмиттерному, на основе операционного усилителя. Он представляет собой не что иное, как неинвертирующий усилитель, в котором сопротивление резистора R_1 равно бесконечности, а сопротивление резистора R_2 — нулю (коэффициент усиления = 1). Существуют специальные операционные усилители, предназначенные для использования только в качестве повторителей, они обладают улучшенными характеристиками (в основном более высоким быстродействием), примером такого операционного усилителя является схема типа LM310.

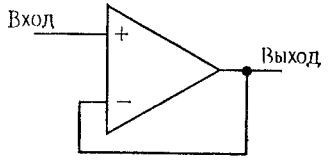


Рис. 3.8.

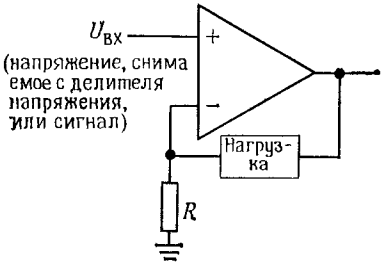


Рис. 3.9.

Усилитель с единичным коэффициентом усиления называют иногда буфером, так как он обладает изолирующими свойствами (большим входным импедансом и малым выходным).

3.07. Источники тока

На рис. 3.9 изображена схема, которая является хорошим приближением к идеальному источнику тока, без сдвига напряжения $U_{БЭ}$, характерного для транзисторного источника тока. Благодаря отрицательной ОС на инвертирующем входе поддерживается напряжение $U_{вх}$, под действием которого через нагрузку протекает ток $I=U_{вх}R$. Основной недостаток этой схемы состоит в том, что нагрузка является «плавающей» (она не заземлена). С помощью такого источника тока нельзя, например, получить пригодный к использованию пилообразный

сигнал, напряжение которого отсчитывалось бы относительно потенциала земли. Этот недостаток можно преодолеть, если, например, всю схему (источники питания и все остальное) сделать «плавающей», а нагрузку заземлить (рис. 3.10). Штриховой линией обведен рассмотренный выше источник тока с источниками питания. Резисторы R_1 и R_2 образуют делитель напряжения для установки тока. Чтобы вид этой схемы не смущал вас, напомним, что «земля» — это понятие относительное. Любую точку в схеме можно назвать «землей». Представленную схему используют для формирования токов, протекающих через заземленную нагрузку, но ее существенный недостаток в том, что управляющий вход является плавающим, а это значит, что выходной ток нельзя задать (запрограммировать) с помощью входного напряжения, отсчитываемого от потенциала земли. Методы устранения этого недостатка изложены в той части гл. 5, где рассматриваются источники питания постоянного тока.

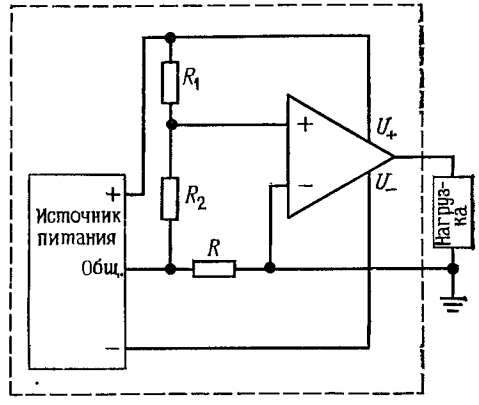


Рис. 3.10. Источник тока с заземленной нагрузкой и плавающим источником питания.

Источники тока для заземленных нагрузок. С помощью операционного усилителя и подключенного к нему транзистора можно построить простой и высококачественный источник тока для заземленной нагрузки; небольшое дополнение к схеме операционного усилителя позволяет использовать на управляющем входе напряжение, измеряемое относительно земли (рис. 3.11). В первой схеме обратная связь

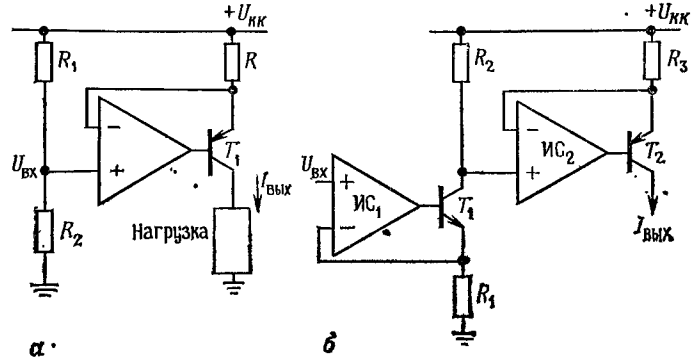


Рис. 3.11. Источники тока с заземленными нагрузками, не требующие плавающего источника питания.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

создает на резисторе R падение напряжения, равное $U_{КК}-U_{вх}$, которое в свою очередь порождает эмиттерный ток (а следовательно, и выходной ток), равный $I_Э=(U_{КК}-U_{вх})/R$. При работе с этой схемой не приходится беспокоиться о напряжении $U_{БЭ}$ и его изменениях, связанных с изменениями температуры, $I_К$, $U_{КЭ}$ и т. п. Несовершенство этого источника тока проявляется лишь в том, что небольшой базовый ток может немного изменяться в зависимости от напряжения $U_{КЭ}$ (предполагаем, что операционный усилитель не потребляет входной ток); этот недостаток — небольшая плата за возможность использования заземленной нагрузки; если в качестве транзистора T_1 использовать составной транзистор Дарлингтона, то погрешность будет существенно уменьшена. Погрешность возникает в связи с тем, что операционный усилитель стабилизирует *эмиттерный ток*, а в нагрузку поступает *коллекторный* ток. Если в этой схеме вместо биполярного использовать полевой транзистор, то проблема будет полностью решена, так как затвор полевого транзистора тока не потребляет (затвор полевого транзистора является аналогом базы биполярного транзистора).

В рассматриваемой схеме выходной ток пропорционален величине, на которую напряжение, приложенное к неинвертирующему входу операционного усилителя, ниже, чем напряжение питания $U_{КК}$; иными словами, напряжение, с помощью которого программируется работа схемы, измеряется относительно напряжения питания $U_{КК}$, и все будет в порядке, если $U_{вх}$ является фиксированным и формируется с помощью делителя напряжения; если же напряжение на вход должно подаваться от внешнего источника, то возможны неприятности. Этого недостатка лишена вторая схема, в которой аналогичный первый источник тока с транзистором $n-p-n$-типа служит для преобразования входного управляющего напряжения (измеряемого относительно земли) во входное напряжение, измеряемое относительно $U_{КК}$ для оконечного источника тока. Операционные усилители и транзисторы недороги, поэтому запомните такой совет: не раздумывая, включайте в схему дополнительные компоненты, если они позволяют улучшить ее работу и упрощают разработку.

Одно существенное замечание, касающееся последней схемы: операционный усилитель должен работать при условии, что напряжение на его входах близко или равно положительному питающему напряжению. Подойдут интегральные операционные усилители типа 307 или 355. Альтернативный вариант — использование для питания ОУ отдельного источника напряжения U_+, превышающего напряжение $U_{КК}$.

Упражнение 3.1. Для последней схемы определите выходной ток для заданного входного напряжения $U_{вх}$.

Источник тока Хауленда. На рис. 3.12 показан красивый «учебный» источник тока. Если резисторы подобраны таким образом, что выполняется соотношение $R_3/R_2=R_4/R_1$, то можно показать, что справедливо равенство: $I_н=-U_{вх}/R_2$.

Упражнение 3.2. Покажите, что приведенное выше равенство справедливо.

Эта схема всем хороша, кроме одного: резисторы должны быть точно согласованы, иначе источник тока будет далек от совершенства. Но даже при выполнении этого условия определенные ограничения накладывает коэффициент КОСС операционного усилителя. При больших выходных токах резисторы должны быть небольшими, тем самым ограничивается выходной диапазон. Хоть эта схема и хороша с виду, на практике ее используют редко.

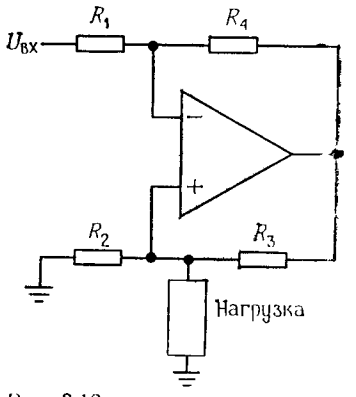


Рис. 3.12.

3.08. Основные предостережения по работе с ОУ

1. Правила I и II (сформулированные в разд. 3.03) справедливы для любого операционного усилителя при условии, что он находится в активном режиме, т. е. его входы и выходы не перегружены.

Например, если подать на вход усилителя чересчур большой сигнал, то это приведет к тому, что выходной сигнал будет срезаться вблизи уровня $U_{КК}$ или $U_{ЭЭ}$. В то время когда напряжение на выходе оказывается фиксированным на уровне напряжения среза, напряжение на входах не может изменяться. Размах напряжения на выходе операционного усилителя не может быть больше диапазона напряжения питания (обычно размах меньше диапазона питания на 2 В). Аналогичное ограничение накладывается на выходной диапазон устойчивости источника тока на основе операционного усилителя. Например, в источнике тока с плавающей нагрузкой максимальное падение напряжения на нагрузке при «нормальном» направлении тока (направление тока совпадет с направлением приложенного напряжения) составляет $U_{КК}-U_{вх}$, а при обратном направлении тока (нагрузка в таком случае может быть довольно странной, например, она может содержать переполюсованные батареи для получения прямого тока заряда или может быть индуктивной и работать с токами, меняющими направление) — $U_{вх}-U_{ЭЭ}$.

2. Обратная связь должна быть отрицательной. Это означает (помимо всего прочего), что нельзя путать инвертирующий и неинвертирующий входы.

3. В схеме операционного усилителя обязательно должна быть предусмотрена цепь обратной связи по постоянному току. В противном случае операционный усилитель обязательно попадает в режим насыщения.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Например, в неинвертирующем усилителе можно было цепь обратной связи заземлить через конденсатор (для того чтобы сделать коэффициент усиления по постоянному току равным единице), но просто подключить его последовательно между инвертирующим и неинвертирующим входами мы не могли.

4. Многие операционные усилители имеют довольно малое предельно допустимое дифференциальное входное напряжение. Максимальная разность напряжений между инвертирующим и неинвертирующим входами может быть ограничена величиной 5В для любой полярности напряжения. Если пренебречь этим условием, то возникнут большие входные токи, которые приведут к ухудшению характеристик или даже к разрушению операционного усилителя.

Мы продолжим этот список в разд. 3.11 и в разд. 7.06, когда будем рассматривать построение прецизионных схем.

КАЛЕЙДОСКОП СХЕМ НА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

Мы предоставляем читателю право самостоятельно проанализировать работу приведенных ниже схем.

3.09. Линейные схемы

Схема с инвертированием по выбору. Схемы, представленные на рис. 3.14, позволяют инвертировать входной сигнал или пропускать его без инвертирования в зависимости от положения переключателя. Положение переключателя определяет также коэффициент усиления по напряжению — он может быть равен или $+1$, или -1.

Упражнение 3.3. Покажите, что схемы, представленные на рис. 3.13, работают так, как сказано выше.

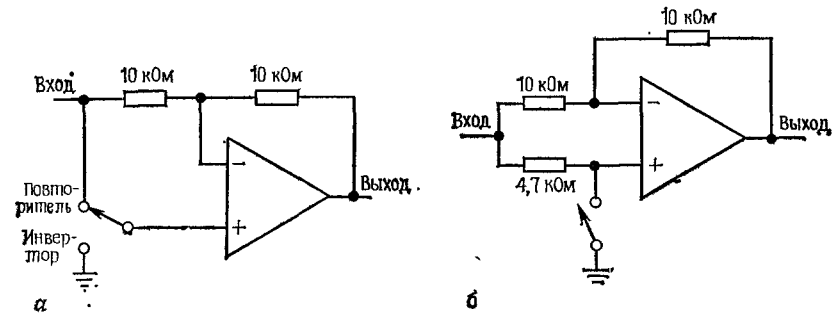


Рис. 3.13.

Повторитель со следящей связью. В транзисторных усилителях на величину входного импеданса могут влиять цепи смещения; такая же проблема возникает при использовании ОУ, особенно с межкаскадными связями по переменному току, когда ко входу обязательно должен быть подключен заземленный резистор. Схема со следящей связью, представленная на рис. 3.14, позволяет решить эту проблему. Как и в транзисторной схеме со следящей связью (разд. 2.16), конденсатор емкостью 1 мкФ вместе с верхним резистором (сопротивлением 100 кОм) образует для входных сигналов высокоомную входную цепь. Низкочастотный спад усиления для этой схемы начинается на частоте 10 Гц, на более низких частотах на спаде усиления начинает сказываться влияние обоих конденсаторов и ослабление оценивается величиной 12 дБ/октава.

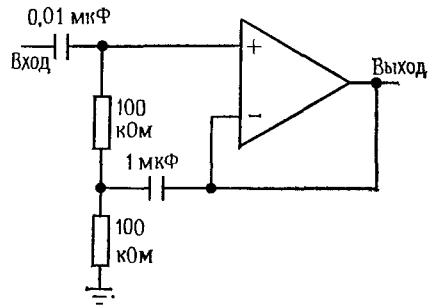


Рис. 3.14.

Идеальный преобразователь тока в напряжение. Напомним, что простейший преобразователь тока в напряжение—это всего-навсего резистор. Однако у него есть недостаток, который состоит в том, что для источника входного сигнала входное сопротивление такого преобразователя не равно нулю; этот недостаток может оказаться очень серьезным, если устройство, обеспечивающее входной ток, имеет очень малый выходной рабочий диапазон или не может обеспечить постоянство тока при изменении выходного напряжения. Примером может служить диодный фотоэлемент (фотодиод), или солнечная батарея. Небольшой светочувствительностью обладают даже обычные диоды в прозрачных корпусах, которые используются почти в любой схеме (известно немало историй о загадочном поведении схем, которое в конце концов было объяснено этим эффектом). На рис. 3.15 представлена хорошая схема для преобразования тока в напряжение, в которой потенциал входа поддерживается строго равным потенциалу земли. Инвертирующий вход имеет квазинуль потенциала; это очень хорошо, так как фотодиод может создавать потенциал, равный всего нескольким десятым долям вольта. Представленная схема обеспечивает преобразование тока в напряжение в отношении 1 В на 1 мкА входного тока. К неинвертирующему входу резистор подключать не обязательно, но желательно; его функции мы определим, когда будем обсуждать недостатки операционных усилителей.

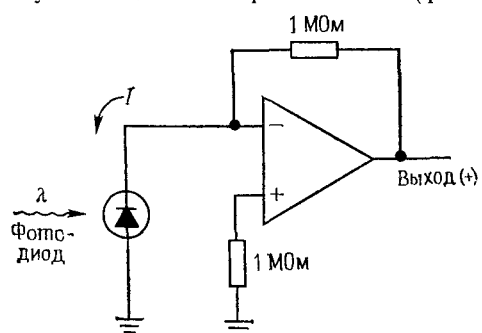


Рис. 3.15.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Безусловно, этот преобразователь тока в напряжение можно с таким же успехом использовать с элементами, через которые протекает ток при наличии положительного напряжения возбуждения, например $U_{КК}$. В такую схему часто включают фотоумножители и фототранзисторы (оба элемента под воздействием света начинают потреблять ток от положительного источника питания) (рис. 3.16).

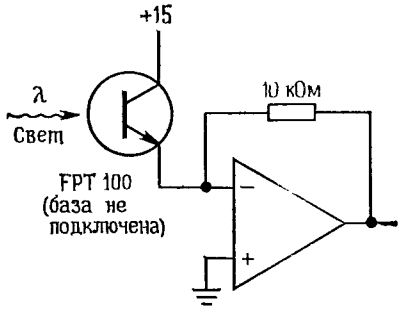


Рис. 3.16.

Упражнение 3.4. Используя ОУ типа 741 и измерительный прибор на 1 мА (полный размах шкалы), разработайте схему «идеального» измерителя тока (т. е. с нулевым входным импедансом) с полным размахом шкалы, рассчитанным на 5 мА. Разработайте схему так, чтобы входной сигнал никогда не превышал ±150% полного размаха шкалы. Предположите, что диапазон выходного сигнала для ОУ типа 741 составляет ±13 В (источники питания ±15 В), а внутреннее сопротивление измерительного прибора равно 500 Ом.

Дифференциальный усилитель. На рис. 3.17 представлена схема дифференциального усилителя, коэффициент усиления которого равен R_2/R_1. В этой схеме, как и в схеме источника тока с согласованными резисторами, для получения высокого значения КОСС необходимо обеспечить точное согласование резисторов. Для этого лучше всего

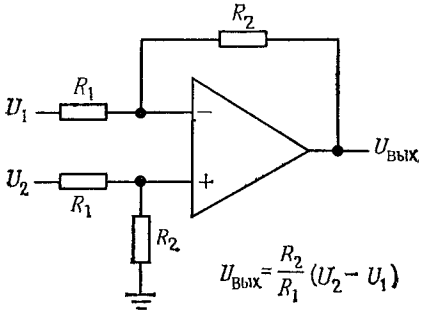


Рис. 3.17.

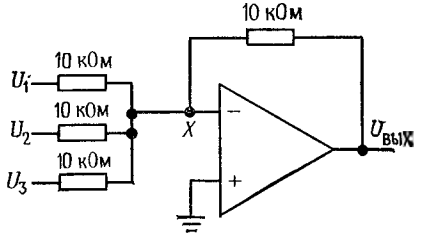


Рис. 3.18.

при первом удобном случае создать запас резисторов с сопротивлением 100 кОм и точностью 0,01%. Коэффициент усиления дифференциального усилителя будет равен единице, но этот недостаток легко устранить за счет последующих усилительных каскадов (с несимметричным входом). Более подробно дифференциальные усилители рассмотрены в гл. 7.

Суммирующий усилитель. Схема, показанная на рис. 3.18, представляет собой один из вариантов инвертирующего усилителя. Точка X имеет потенциальный нуль, поэтому входной ток равен $U_1/R+$

$+U_2/R+U_3/R$, отсюда $U_{вых}=-(U_1+U_2+U_3)$. Обратите внимание, что входные сигналы могут быть как положительными, так и отрицательными. Кроме того, входные резисторы не обязательно должны быть одинаковыми; если они неодинаковы, то получим взвешенную сумму. Например, схема может иметь 4 входа, на каждом из которых напряжение равно +1 В или 0 В; входы представляют двоичные значения: 1, 2, 4 и 8. Если использовать резисторы с сопротивлением 10, 5, 2,5 и 1,25 кОм, то снимаемое с выхода напряжение (в вольтах) будет пропорционально двоичному числу, которое задано на входе. Эту схему нетрудно расширить до нескольких цифр. Описанный метод представления чисел лежит в основе цифроаналогового преобразования, правда, на входе преобразователя обычно используют другую схему (резистивную сетку R—$2R$).

Упражнение 3.5. Постройте схему цифроаналогового преобразователя на две десятичные цифры, подобрав соответствующим образом входные резисторы для суммирующего усилителя. Цифровой вход должен представлять собой две цифры; каждый вход должен состоять из четырех шин, соответствующих значениям 1, 2, 4 и 8, из которых формируется десятичная цифра. Потенциал входной шины может быть равен потенциалу земли или +1 В, т. е. восемь входных шин соответствуют числам 1, 2, 4, 8, 10, 20, 40 и 80. В связи с тем что диапазон выходного сигнала ограничен значениями ±13 В, нужно сделать так, чтобы выходное напряжение (в вольтах) составляло одну десятую часть числа на входе.

Предусилитель для электромагнитного звукоснимателя. Предусилитель для звукоснимателя по стандарту RIIA представляет собой пример усилителя с частотной характеристикой особого

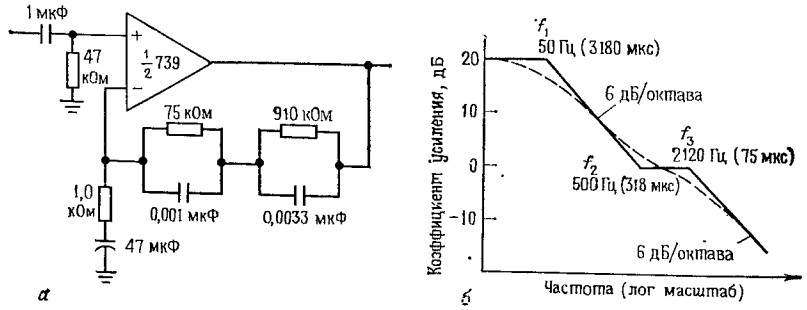


Рис. 3.19. Операционный усилитель в схеме предусилителя звуковых частот для электрофонов с электромагнитной головкой и коррекцией частотной характеристики по стандарту RIIA.

вида. При записи звука на пластинку амплитудная характеристика имеет почти плоский вид; с другой стороны, электромагнитный звукосниматель реагирует на скорость движения иглы в бороздке диска, следовательно, усилитель воспроизведения должен иметь подъем частотной характеристики на низких частотах. Такую характеристику обеспечивает схема, показанная на рис. 3.19. График представляет собой частотную характеристику усилителя воспроизведения (построенную

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

относительно значения коэффициента усиления 0 дБ при частоте 1 кГц), точки перегиба графика отмечены в единицах времени. Заземленный конденсатор емкостью 47 мкФ уменьшает коэффициент усиления по постоянному току до единицы, в противном случае он был бы равен 1000; как уже упоминалось выше, это делается для того, чтобы устранить усиление входного сдвига по постоянному току. Использованная в примере интегральная схема типа 739 представляет собой сдвоенный ОУ, предназначенный для использования в звуковом диапазоне.

Усилитель мощности (бустер). Для получения больших выходных токов к выходу ОУ можно подключить мощный транзисторный повторитель (рис. 3.20). В примере использован неинвертирующий усилитель, но повторитель можно подключать к любому операционному усилителю. Обратите внимание, что сигнал обратной связи

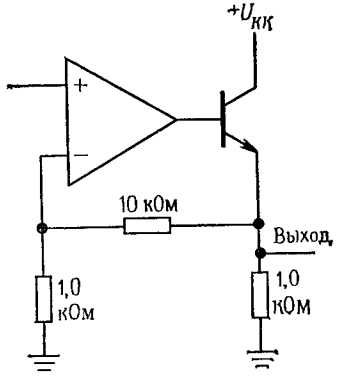


Рис. 3.20.

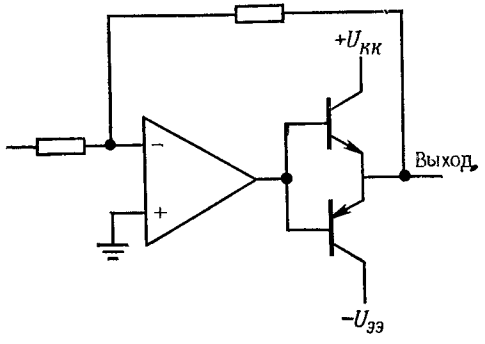


Рис. 3.21.

снимается с эмиттера; следовательно, обратная связь определяет нужное выходное напряжение независимо от падения напряжения $U_{БЭ}$. При использовании этой схемы возникает обычная проблема, связанная с тем, что повторитель может только отдавать ток (для n — p — n-транзистора). Как и в случае транзисторного повторителя, проблема решается применением двухтактного варианта схемы (рис. 3.21). В дальнейшем мы покажем, что ограниченная скорость, с которой может изменяться напряжение на выходе (скорость нарастания), накладывает серьезные ограничения на быстродействие усилителя в переходной области и вызывает переходные искажения. Если усилитель будет использоваться в системе с малым быстродействием, то смещать двухтактную (пушпульную [1]) пару в состоянии покоя не нужно, так как переходные искажения будут в основном устранены за счет обратной связи. Промышленность выпускает несколько типов интегральных схем усилителей мощности для операционных усилителей, например

[1] Pushpull — сказочный зверь тяни-толкай,— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

MC1438, LH0063 и 3553. Эти двухтактные усилители с единичным коэффициентом усиления работают на частотах до 100 МГц и выше, их выходной ток равен 200 мА. Их смело можно охватывать петлей обратной связи (см. табл. 7.3).

Источник питания. Операционный усилитель может работать как усилитель в стабилизаторе напряжения с обратной связью (рис. 3.22). Операционный усилитель сравнивает выходное напряжение с эталонным напряжением стабилитрона и соответственно управляет составным транзистором Дарлингтона, выполняющим функции «проходного транзистора». Эта схема обеспечивает стабилизированное напряжение 10 В при протекании через нагрузку тока до 1 А. Некоторые замечания по этой схеме:

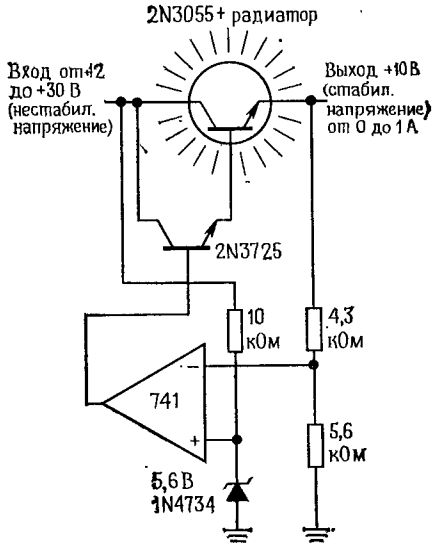


Рис. 3.22.

1. Делитель, с которого снимается выходное напряжение, может быть выполнен в виде потенциометра, тогда выходное напряжение можно будет регулировать.
2. Для ослабления пульсаций на зенеровском диоде (стабилитроне) резистор с сопротивлением 10 кОм полезно заменить источником тока. Другой вариант состоит в том, чтобы смещение зенеровского диода задавать от выходного сигнала; в этом случае вы с пользой применяете стабилизатор, который построили. Замечание: если вы захотите воспользоваться этим трюком, то внимательно проанализируйте вашу схему и убедитесь в том, что она запускается, когда на нее подается питание.
3. Схема, подобная рассмотренной, может быть повреждена при возникновении короткого замыкания на выходе. Это связано с тем, что при этом ОУ стремится обеспечить протекание через составной транзистор очень большого тока. В стабилизированном источнике питания всегда следует предусматривать схему для ограничения «аварийного» тока (более подробно вы познакомитесь с этим вопросом в гл. 5).
4. Промышленность выпускает разнообразные стабилизаторы напряжения в интегральном исполнении, начиная от освященных временем интегральных схем типа 723 до недавно появившихся 3-выводных регулируемых стабилизаторов с внутренними средствами ограничения тока и ограничения по перегреву (см. табл. 5.7—5.9). Эти устройства, в которых имеются встроенные температурно-компенсированный источник эталонного напряжения и проходной транзистор, так удобны

в работе, что операционные усилители общего назначения теперь почти никогда не используют в стабилизаторах напряжения. Исключением являются случаи, когда стабильное напряжение нужно сформировать внутри схемы, уже имеющей стабилизированный источник напряжения.

В гл. 5 мы подробно поговорим о стабилизаторах напряжения и источниках питания и рассмотрим специальные интегральные схемы, предназначенные для использования в качестве стабилизаторов напряжения.

3.10. Нелинейные схемы

Усилитель с переключением мощности. В тех случаях, когда нагрузка может переключаться, т. е. может быть либо подключена, либо отключена, к операционному усилителю можно подключить транзистор, который работает как переключатель. На рис. 3.23 показано, как это можно сделать. Обратите внимание на диод, который предотвращает пробой перехода база — эмиттер (на выходе ОУ легко

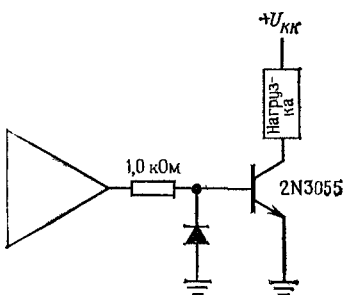


Рис. 3.23.

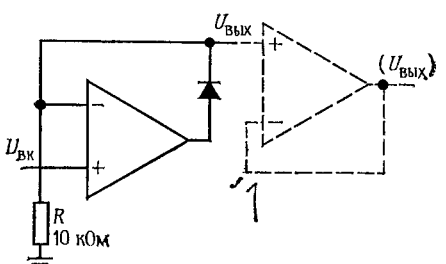


Рис. 3.24.

может возникнуть отрицательное напряжение, превышающее —5 В) Для некритичных условий подойдет мощный транзистор типа 2N3055 Если ток в схеме может превышать 1 А, то рекомендуем использовать составной транзистор.

Активный выпрямитель. Если амплитуда сигналов меньше, чем падение напряжения на диоде, то выпрямлять такие сигналы с помощью диодно-резистивной схемы нельзя. Как правило, для выпрямления таких сигналов прибегают к помощи ОУ и помещают диод в цепь обратной связи (рис. 3.24). Для положительного напряжения $U_{вх}$ диод обеспечивает отрицательную обратную связь; выходной сигнал за счет диода повторяет сигнал на входе, причем исключается влияние падения напряжения $U_{БЭ}$. При отрицательном напряжении $U_{вх}$ операционный усилитель переходит в режим насыщения и напряжение $U_{вых}$ становится равным потенциалу земли. Для получения меньшего выходного импеданса (при нуле на выходе) можно взять резистор R с меньшим сопротивлением, но это ведет к увеличению выходного

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

тока операционного усилителя. Лучше всего использовать на выходе схемы повторитель на ОУ так, как показано на рис. 3.24, при этом выходное сопротивление будет очень небольшим независимо от величины сопротивления R.

Представленная схема обладает недостатком, который сказывается при работе с быстро изменяющимися сигналами. Выходной сигнал

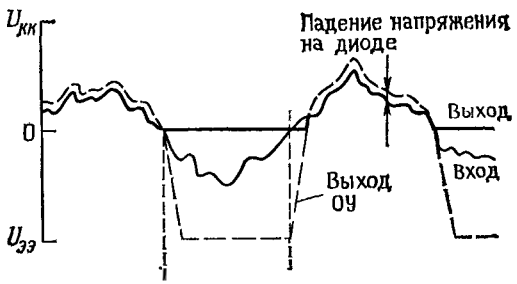


Рис. 3.25.

операционного усилителя не может изменяться бесконечно быстро, с связи с этим восстановление при переходе из режима насыщения в активный режим (выходной сигнал проходит через нуль в направлении внизу вверх) занимает некоторое время, в течение которого состояние выхода является неправильным. Это явление иллюстрируется графиком на рис. 3.25. Выходной сигнал (жирная линия) в точности представляет собой выпрямленный входной сигнал (тонкая линия), за исключением короткого интервала времени после увеличения входного напряжения относительно 0 В. На этом интервале операционный усилитель стремительно выходит из режима насыщения, при котором напряжение на его выходе было равно $-U_{ээ}$, поэтому напряжение на выходе схемы равно потенциалу земли. Для операционного усилителя общего назначения типа 741 *скорость нарастания* составляет 0,5 В/мкс, следовательно, восстановление при переходе из режима насыщения в активный режим занимает приблизительно 30 мкс. Такой период восстановления достаточно велик для сигналов, имеющих частоту порядка килогерц; что касается сигналов со скоростью изменения порядка микросекунд, то для них 30 мкс — это недопустимо большой период. Положение дел можно исправить, если воспользоваться модификацией рассмотренной схемы (рис. 3.26).

Благодаря диоду $Д_1$ с отрицательными входными сигналами схема работает как инвертор с единичным коэффициентом усиления. Для положительных входных сигналов диод $Д_2$ ограничивает выходное напряжение первого ОУ по уровню, который ниже потенциала земли на величину падения напряжения на диоде, и так как диод $Д_1$ смещен в обратном направлении, то напряжение на выходе схемы равно потенциалу земли. Эта схема дает лучший результат, так как при переходе входного сигнала через нуль напряжение на выходе изменяется всего

лишь на удвоенную величину падения напряжения на диоде. В связи с тем что напряжение на выходе операционного усилителя должно измениться только на 1,2 В, вместо того чтобы изменяться на величину $U_{ээ}$, динамическая ошибка при переходе через нуль уменьшается

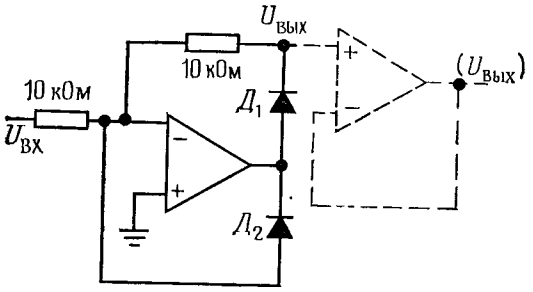


Рис. 3 26.

более чем в 10 раз. Кстати говоря, этот выпрямитель является инвертирующим. Если же выходной сигнал должен быть неинвертированным, то к выходу нужно подключить инвертор с единичным коэффициентом усиления.

Характеристики приведенных здесь схем будут лучше, если использовать в них операционные усилители с большой скоростью нарастания. Скорость нарастания влияет на характеристики и других схем с ОУ, например на характеристики простых усилителей напряжения. Здесь стоит остановиться и рассмотреть, чем реальные ОУ отличаются от идеальных, так как это различие влияет, как мы уже упоминали выше, на разработку схем с операционными усилителями. Если вы будете знать, в чем состоят недостатки операционных усилителей и как они влияют на разработку схем и на их характеристики, то это поможет вам правильно выбирать ОУ и эффективно разрабатывать схемы на их основе.

ПОДРОБНЫЙ АНАЛИЗ РАБОТЫ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

На рис. 3.27 показана схема широко распространенного интегрального ОУ типа 741. Эта схема относительно незамысловата, если рассматривать ее с точки зрения транзисторных схем, которым была посвящена предыдущая глава. Она имеет дифференциальный входной каскад с нагрузкой в виде токового зеркала, далее подключен каскад с общим эмиттером на транзисторах n — p— n-типа (который также имеет активную нагрузку), обеспечивающий большую часть усиления по напряжению. К эмиттерному повторителю p — n — p-типа подключен выходной каскад, представляющий собой двухтактный эмиттерный повторитель, в состав которого входит схема ограничения тока. Эта схема является типичной для многих ОУ, выпускаемых промышленностью в настоящее время. Для многих задач характеристики таких ОУ близки к идеальным. А сейчас мы рассмотрим, в какой степени реальные ОУ отличаются от идеальных, как это учесть при разработке схем и что делать с этими отличиями.

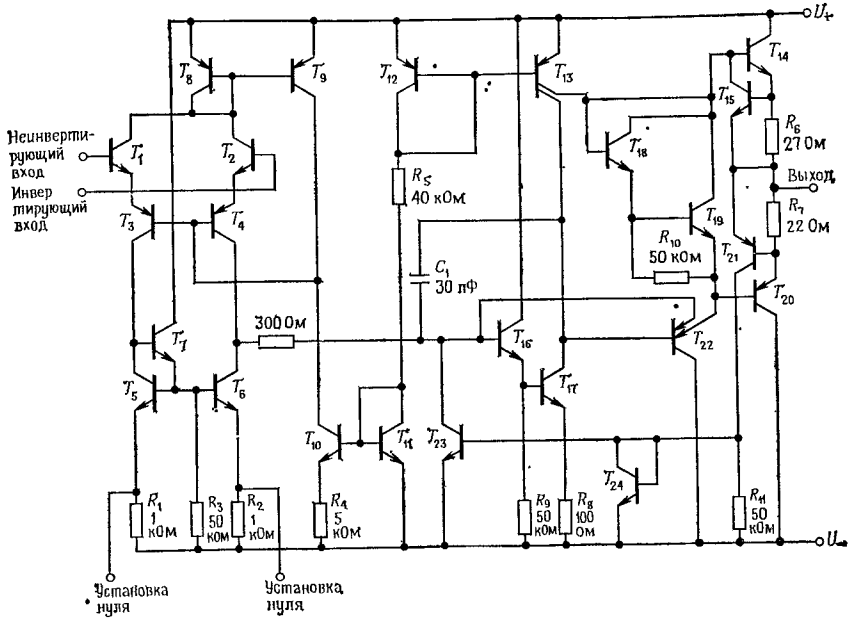


Рис. 3.27. Принципиальная схема наиболее широко используемого ОУ типа 741 (фирма Fairchild Camera and Instrument Corp.).

3.11. Отличие характеристик идеального ОУ от реального

Идеальный операционный усилитель имеет следующие характеристики:

1. Входной импеданс (и для дифференциального, и для синфазного сигнала) равен бесконечности, а входные токи — нулю.
2. Выходной импеданс (при разомкнутой ОС) равен нулю.
3. Коэффициент усиления по напряжению равен бесконечности.
4. Коэффициент усиления синфазного сигнала равен нулю.
5. Выходное напряжение равно нулю, когда напряжение на обоих входах одинаково (напряжение сдвига равно нулю).
6. Выходное напряжение может изменяться мгновенно (бесконечная скорость нарастания).

Перечисленные характеристики не зависят от температуры и изменений напряжения питания.

Отличие характеристик реальных операционных усилителей от идеальных состоит в следующем (типичные значения приведены в табл. 3.1, а для высоковольтных усилителей в табл. 3.2):

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Таблица 3.1

Операционные усилители

Тип	В одном корпусе один ОУ [а]	В одном корпусе 2 ОУ [а]	В одном корпусе 4 ОУ [а]	С полевыми транзисторами	Настройка нуля	Внешняя коррекция [б]	Мин. коэффициент усиления в	Предельное напряжение питания, В		Потребляемый ток, мА [г]	Вход							
											Напряжение				Ток			
											Сдвиг, мВ		Дрейф, мкВ/°С		Сдвиг, иА		Смещение, иА	
								мнн.	макс.		тип	макс.	тип	макс.	тип.	макс.	тип.	макс.
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
741																		
741C[1]	V	*	*	—	V	—	1	10	36	2,8	2	6	—	—	20	200	80	500
OP-01E	V			—	V	—	1	10	44	3	1	2	3	10	1	5	20	50
OP-02E[2]	V	*		—	V	—	1	10	44	2	0,3	0,5	2	8	0,5	2	18	30
OP-11E[3]			V	—	—	—	1	10	44	6	0,3	0,5	2	10	8	20	180	300
349			V	—	—	—	5	10	36	4,5	1	6	—	—	4	50	30	200
AD542L	V			V	V	—	1	10	36	1,5	—	0,5	—	5	0,002	—	—	0,025
AD741L	V			—	V	—	1	10	44	2,8	0,2	0,5	2	5	2	5	30	50
748C	V			—	V	V	НК	10	36	3,3	2	6	—	—	20	200	80	500
μA777	V			—	V	V	НК	10	44	2,8	0,7	5	4	30	0,7	20	25	100
1458S		V		—	V	—	1	—	36	12	—	6	—	—	30	200	200	500
1741S	V			—	V	—	1	8	44	3,5	1	5	3	—	30	200	200	500
ULN2171	V			—	V	—	1	6	40	3,1	0,7	5	—	—	8	20	30	50
4131	V			—	V	—	1	7	36	1,9	1,5	5	5	20	3	20	70	150

Тип	Скорость нарастания д тип., В/мкс	$f_{д\ тип.}$, $f_{ср}$, МГц	КОСС, дБ		КОНП, дБ		Коэффициент усиления		Макс. выходной ток, мА	Макс. дифф. выходное напряжение е, В	Равеи ли размах напряжению питания? ж				Прнмечания
											Вход		Выход		
			мин	тип	мин	тип	мин. (×1000)	тип. (×1000)			$U+$	$U-$	$U+$	$U-$	
1	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34
741															
741C[1]	0,5	1,2	70	90	76	90	20	200	20	30	—	—	—	—	Широкого применеиия; промышленный стандарт.
OP-01E	18	2,5	80	100	80	100	50	100	6	30	—	—	—	—	Быстродействующий (с подачей сигнала вперед), прецизионный
OP-02E[2]	0,5	1.3	90	110	90	110	100	250	6	30	—	—	—	—	Прецизионный с иебольшим током
OP-11E[3]	1,0	2	110	120	90	110	100	650	6	30	—	—	—	—	Прецизионный, 4 элемента в одной ИС
349	2[3]	4[3]	70	90	77	96	25	160	15	36	—	—	—	—	Подкорректироваиный 348 (4 ОУ типа 741)
AD542L	3	1	80	—	80	—	300	—	10	20	—	—	—	—	Прецизионный с полевыми транзисторамн
AD741L	0,5	1	90	110	96	106	50	200	15	30	—	—	—	—	Прецизионный 741
748C	0,5	1,2	70	90	76	90	50	200	15	30	—	—	—	—	Нескорректированный 741 (контакты, как у 301)
μA777	0,5	1	70	95	76	96	25	250	20	30	—	—	—	—	741 с малым смещением
1458S	20	1	70	90	76	100	20	100	10	30	—	—	—	—	1458 с высокой скоростью иарастаиия (сдвоеиный 741)
1741S	12	1	70	90	76	90	25	200	10	30	—	—	—	—	741 с высокой скоростью иарастания
ULN2171	1,5	—	80	100	[illegible]		50		—	30	—	—	—	—	Малое смещение
4131	2	4	70	100		85	6,5	20	10	30	—	—	—	—	Быстродействующий ОУ типа 741

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Продолжение

Операционные уси

1	2	3	4	5	6		иент усиле-	Преде напр ТО		11	12	13	14	15	16	17	18	19
HA4171			V	—	—	—			40	7	1	5	5	—	30	50	60	300
LF13741	V			V	V	—			36	4	5	15	10	—	0,01	0,05	0,05	0,2
4136																		
4136C			V	—	—	—	1		36	11	0,5	6	—	—	5	200	40	500
1456	V			—	V	—	1	10	36	3	5	10	—	—	5	10	15	30
RC4156			V	—	—	—	1	6	40	7	1	5	5	—	30	50	60	300
RC4157			V	—	—	—	5	6	40	7	1	5	5	—	30	50	60	300
4558C		V		—	—	—	1	—	36	5,6	2	6	—	—	20	200	80	500
HA4605			V	—	—	—	1	10	40	6,5	0,5	3,5	2	—	30	100	130	300
HA4625			V	—	—	—	10	10	40	6,5	0,5	3,5	2	—	30	100	130	300
301																		
301A[4]	V	*		—	V	V	НК	10	44	2,5	2	7,5	6	30	3	50	70	250
AD301AL	V			—	V	V	НК	10	44	3	0,3	0,5	2	5	3	5	15	30
307	V			—	—	—	1	10	44	2,5	2	7,5	6	30	3	50	70	250
NE5534[5]	V	*		—	V	V	3	6	44	8	0,5	4	—	—	20	300	500	1500
324																		
324[6]	*	*	V	—	—	—	1	3	32	3	2	7	7	—	5	50	45	250
324A[6]	*	*	V	—	—	—	1	3	32	3	2	3	7	30	5	30	45	100
μA799[6]	V	*		—	V	—	1	3	36	3	2	5	10	—	10	25	50	100
739																		
μA739		V		—	—	V	НК	8	36	14	1	6	—	—	50	10000	300	2000

1	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34
HA4171	1,6	3,5	74	—	80	—	25	50	10	30	—	—	—	—	Быстродействующий, объединяет четыре ОУ типа 741
LF13741	0,5	1	70	90	77	96	25	100	15	30	V	—	—	—	Повторитель на полевом транзисторе +741
4136															
4136C	1,0	3	70	90	76	90	20	300	20	30	—	—	—	—	Широкого применения, среднее быстродействие, объединяет четыре ОУ
1456	2,5	1	70	110	74	84	70	100	5	40	—	—	—	—	
RC4156	1,6	3,5	80	—	80	—	25	100	20	30	—	—	—	—	Быстродействующий 348 (объединяет четыре ОУ типа 741)
RC4157	8 [з]	19 [з]	80	—	80	—	25	100	20	30	—	—	—	—	Подкорректированный 4156
4558C	1,0	2,5	70	90	74	84	20	200	15	30	—	—	—	—	Быстродействующий 1458 (4559 низкий уровень шума)
HA4605	4	8	80	—	80	—	75	250	10	7	—	—	—	—	Более быстродействующий ОУ 348
HA4625	20 [и]	70 [и]	80	—	80	—	75	250	10	7	—	—	—	—	Подкорректированный ОУ 4605
301															
301A[4]	0,5	1	70	90	70	96	25	160	10	30	V	—	—	—	Широкого применения, нескорректированный
AD301AL	0,5	1	—	100	—	100	—	300	10	30	V	—	—	—	Прецизионный, малое смещение
307	0,5	1	70	90	70	86	15	—	10	30	V	—	—	—	Скорректированный ОУ типа 301
NE5534[5]	6	10	70	100	80	100	25	100	20	0,5	—	—	—	—	Низкий уровень шума, быстродействующий, рекомендуется для усилителей звуковых частот
324															
324[6]	0,5	1	65	70	65	100	25	100	20	30	—	V	—	V	Широкого применения, объединяет четыре ОУ, один источник питания
324A[6]	0,5	1	65	85	65	100	25	100	20	30	—	V	—	V	Улучшенный вариант ОУ типа 324
μA799[6]	0,6	1	70	90	76	90	50	200	20	30	—	V	—	V	Подобен 324, но имеет малые искажения
739															
μA739	1	6	70	90	—	85	6,5	20	1,5	5	—	—	—	V	ОУ для усиления звуковых частот с низким уровнем шума

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Продолжение

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
μA749		V		—	—	V	НК	8	36	10	1	3	3	—	50	400	300	750
MC1303		V		—	—	V	НК	10	30	15	1,5	10	—	—	200	400	1000	10 кОм
RC4739		V		—	—	—	1	8	36	5,2	2	6	—	—	5	200	40	500
725																		
μA725	V			—	V	V	НК	6	44	3	0,5	1	2	5	2	20	40	100
OP-05E[7]	V	*		—	V	—	1	6	44	4	0,2	0,5	0,7	2	1,2	3,8	1,2	4
OP-07A[8]	V			—	V	—	1	6	44	4	0,01	0,025	0,2	0,6	0,3	2	0,7	2
OP-07C[9]	V			—	V	—	1	6	44	5	0,06	0,15	0,5	1,8	0,8	6	1,8	7
OP-07E[10]	V			—	V	—	1	6	44	4	0,03	0,08	0,3	1,3	0,5	3,8	1,2	4
AD504L	V			—	V	V	НК	10	36	3	0,2	0,5	—	2	—	10	—	80
AD510L	V			—	V	—	1	10	36	3	—	0,025	—	—	—	2,5	—	10
AD517J	V			—	V	—	1	10	36	4	—	0,15	—	3	—	1	—	5
AD517L	V			—	V	—	1	10	36	3	—	0,025	—	0,5	—	0,25	—	1
3510CM	V			—	V	V	10	6	40	3,5	—	0,06	—	0,5	—	10	—	15
308																		
LM308[11]	V	*		—	—	V	НК	10	36	0,8	2	7,5	6	30	0,2	1	1,5	7
OP-08E	V			—	—	V	НК	10	40	0,5	0,07	0,15	0,5	2,5	0,05	0,2	0,8	2
LM11	V			—	V	V	1	5	40	0,6	0,1	0,3	1	3	0,5 пА	10 пА	25 пА	50 пА
OP-12E	V			—	—	—	1	10	40	0,5	0,07	0,15	0,5	2,5	0,05	0,2	0,8	2
LH0044A	V			—	—	V	10	4	40	3	0,008	0,025	0,1	0,5	1,5	2,5	8,5	15
LM308A-1	V			—	—	V	НК	10	36	0,8	0,3	0,5	0,6	1	0,2	1	1,5	7
LM312	V			—	V	V	1	10	40	0,8	2	7,5	6	30	0,2	1	1,5	7
LM316A	V			—	V	V	1	6	40	0,5	—	3	—	—	—	0,05	—	0,15

1	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34
μA749	2	6	70	90	74	86	20	50	1,5	5	—	—	—	V	Улучшенный вариант ОУ 739
MC1303	—	—	—	—	—	—	6	10	10	40	—	—	—	—	Подобен 739
RC4739	1	3	70	100	76	100	5	200	7	30	—	—	—	—	739 с двухтактным выходом
725															
μA725	0,005	0,08	110	120	100	116	250	3000	15	5	—	—	—	—	Оригинальный прецизионный ОУ
OP-05E[7]	0,17	0,6	110	123	94	107	200	500	10	30	—	—	—	—	
OP-07A[8]	0,17	0,6	110	126	100	110	300	500	10	30	—	—	—	—	Прецизионный ОУ для предварительных каскадов
OP-07C[9]	0,17	0,6	100	120	90	104	120	400	10	30	—	—	—	—	
OP-07E[10]	0,17	0,6	106	123	94	107	200	500	10	30	—	—	—	—	
AD504L	0,12	0,3	110	120	—	100	1000	8000	15	3	—	—	—	—	
AD510L	0,1	0,3	110	—	—	100	1000	—	10	30	—	—	—	—	Малый сдвиг
AD517J	0,1	0,25	94	—	88	—	1000	—	10	30	—	—	—	—	
AD517L	0,1	0,25	110	—	96	—	1000	—	10	30	—	—	—	—	Прецизионный ОУ для предварительных каскадов
3510CM	0,8[11]	0,4	110	—	110	130	1000	10 МОм	10	40	—	—	—	—	Прецизионный
308															
LM308[11]	0,15	0,3	80	100	80	96	25	300	5	0,5	—	—	—	—	Оригинальный с малым входным током (со сверхвысоким значением коэффициента β)
OP-08E	0,12	0,8	104	120	104	120	80	300	5	0,5	—	—	—	—	Прецизионный ОУ типа 308
LM11	0,3	0,5	110	130	100	118	100	300	2	0,5	—	—	—	—	Самое малое значение тока $I_{см}$, ОУ на биполярных транзисторах, прецизионный
OP-12E	0,12	0,8	104	120	104	120	80	300	5	0,5	—	—	—	—	Прецизионный ОУ типа 312
LH0044A	0,06	0,4	120	145	120	145	1000	20 МОм	4	1	—	—	—	—	Прецизионный
LH308A-1	0,15	0,3	96	110	96	110	80	300	5	0,5	—	—	—	—	Прецизионный ОУ типа 308
LM312	0,15	0,3	80	110	96	96	25	300	5	0,5	—	—	—	—	Скорректированный ОУ типа 308
LM316A	0,15	0,3	80	—	80	—	30	—	5	0,4	—	—	—	—	Составной транзистор Дарлингтона со сверхвысоким значением коэффициента β

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Продолжение

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
355																		
355	V			V	V	—	1	10	36	4	3	10	5	—	0,003	0,02	0,03	0,2
OP-15E	V			V	V	—	1	10	44	4	0,2	0,5	2	5	0,003	0,01	0,015	0,05
OP-16E	V			V	V	—	1	10	44	7	0,2	0,5	2	5	0,003	0,01	0,015	0,05
355A	V			V	V	—	1	10	36	4	1	2	3	5	0,003	0,01	0,03	0,15
LFT355	V			V	V	—	1	10	44	4	—	0,5	3	5	0,003	0,01	0,03	0,05
356	V			V	V	—	1	10	36	10	3	10	5	—	0,007	0,04	0,07	0,2
356A	V			V	V	—	1	10	36	10	1	2	3	5	0,007	0,02	0,07	0,1
LFT356	V			V	V	—	1	10	44	7	—	0,5	3	5	0,003	0,02	0,07	0,1
357	V			V	V	—	5	10	36	10	3	10	5	—	0,007	0,04	0,07	0,2
357A	V			V	V	—	5	10	36	10	1	2	3	5	0,007	0,02	0,07	0,1
TL081																		
TL081C[12]	V	*	*	V	V	—	1		36	2,8	5	15	10	—	0,005	0,02	0,03	0,4
TL081B[12]	V	*	*	V	V	–	1		36	2,8	2	35	10	—	0,005	0,01	0,03	0,2
TL061C[13]	V	*	*	V	V	—	1		36	0,25	3	15	10	—	0,005	0,2	0,03	0,4
TL071C[14]	V	*	*	V	V	—	1		36	2,5	3	10	10	—	0,005	0,05	0,03	0,2
LF351[15]	V	*	*	V	V	—	1	10	36	3,4	5	10	10	—	0,025	0,1	0,05	0,2
LF351A[15]	V	*	*	V	V	—	1	10	36	2,8	1	2	10	—	0.025	0,05	0,05	0,1
AD544L	V			V	V	—	1	10	36	2,5	—	0,5	—	5	0,05	—	—	0,05
μA771A[16]	V	*	*	V	V	—	1		36	3	—	2	10	—	--	0,05	0,05	0,1
На полевых МОП-структурах																		
CA3160A[17]	V			V	V	—	1	5	16	15	2	5	10	—	0,0005	0,02	0,005	0,03

1	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34
355															
355	5	2,5	80	100	80	100	25	100	20	30	V	—	—	—	Широко распространенный, широкого применения, используются полевые и биполярные транзисторы
OP-15E	17	6	86	100	86	100	100	240	15	40	—	—	—	—	Прецизионный быстродействующий ОУ типа 355
OP-16E	25	8	86	100	86	100	100	240	20	40	—	—	—	—	Прецизионный быстродействующий ОУ типа 356 (подкорректированный ОР-17)
355A	5	2,5	85	100	85	100	50	100	20	30	V	—	—	—	
LFT355	5	2,5	95	—	85	100	50	200	20	30	V	—	—	—	Прецизионный ОУ типа 355
356	12	4,5	80	100	80	100	25	100	20	30	V	—	—	—	Быстродействующий ОУ типа 355
356A	12	4,5	85	100	85	100	50	100	20	30	V	—	—	—	
LFT356	12	4,5	95	—	85	100	50	200	20	30	V	—	—	—	Прецизионный ОУ типа 356
357	50 [3]	20 [3]	80	100	80	100	25	100	20	30	V	—	—	—	Подкорректированный ОУ типа 356
357A	50 [3]	20 [3]	85	100	85	100	50	100	20	30	V	—	—	–	
TL081															
TL081C[12]	13	3	70	76	70	76	25	200	10	30	—	—	—	–	Недорогой, широкого применения, с использованием полевых и биполярных транзисторов
TL081B[12]	13	3	80	86	80	86	50	200	10	30	—	—	—	—	
TL061C[13]	3,5	1	70	76	70	95	3	10	5	30	—	—	—	—	Маломощный
TL071C[14]	13	3	70	76	70	76	25	200	10	30	—	—	—	—	Низкий уровень шума
LF351[15]	13	4	70	100	70	100	25	100	10	30	V	—	—	—	Аналог TL071
LF351A[15]	13	4	80	100	80	100	50	100	10	30	V	—	—	—	
AD544L	13	2	80	—	80	—	50	—	15	20	—	—	—	--	Прецизионный, низкий уровень шума
μA771A[16]	13	3	80	—	80	—	50	100	10	30	—	—	—	—	Аналог TL071
На полевых МОП-структурах															
CA3160A[17]	10	4	80	90	76	94	50	320	12	8	–	V	V	V	МОП на вх./вых (нескорректированный 3130)

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Продолжение

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
CA3140A[18]	V	*		V	V	—	1	4	44	6	2	5	6	—	0,0005	0,02	0,01	0,04
ICL7600	V			V	—	—	1	4	18	5	0,002	0,005	0,01	0,1	—	—	0,3	3
ICL7612B	V			V	—	—	1	3	18	2,5	—	5	5	—	0,0005	0,03	0,001	0,05
ICL7641B[19]	*	*	V	V	—	—	1	1	18	2,5	—	5	5	—	0,0005	0,03	0,001	0,05
ICH8500A	V			V	V	—	1	16	36	2,5	—	50	—	—	—	0,01 пА[к]	—	0,01 пА[к]
MC14573-1			V	V	—	—	1	3	18	1,5[д]	—	10	20	—	—	0,02	—	1
На полевых транзисторах: с малым смещением																		
LH0022	V			V	V	—	1	11	40	2,8	2	4	5	10	0,2 пА	2 пА	5 пА	10 пА
LH0052	V			V	V	—	1	11	40	3,8	0,1	0,5	2	5	0,01 пА	0,5 пА	0,5 пА	2,5 пА
LH0062C	V			V	V	V	1	10	40	8	2	5	5	25	0,2 пА	2 пА	5 пА	10 пА
AD506L	V			V	V	—	1	10	44	7	0,4	1	5	10	—	2 пА	—	2 пА
AD515J	V			V	V	—	1	10	36	1,5	0,4	3	—	50	—	0,3 пА	—	0,3 пА
AD515L	V			V	V	—	1	10	36	1,5	0,4	1	—	25	—	0,8 пА	—	0,08 пА
AD545L	V			V	V	—	1	10	36	1,5	—	0,5	—	5	—	—	—	1 пА
3521L	V			V	V	—	1	10	40	4	—	0,25	—	1	2 пА	—	—	10 пА
3627CM	V			V	V	—	1	10	40	4	0,1	0,25	1	2	0,3 пА	—	2 пА	5 пА
3528BM	V			V	V	—	1	10	40	1,5	0,1	0,25	2	5	0,04 пА	—	—	0,15 пА
Высоковольтные																		
LM343	V			—	V	—	1	10	68	5	2	8	—	—	1	10	8	40
LM344	V			—	V	V	НК	10	68	5	2	8	—	—	1	10	8	40
1436	V			—	V	—	1	10	80	5	5	10	—	—	5	10	15	40
HA2645	V			—	V	V	1	20	80	4,5	2	6	15	—	12	30	15	30
3583	V			V	V	—	1	100	300	8,5	—	3	—	25		0,1		0,1
3584	V			V	V	V	НК	140	300	6,5	—	3	—	25	—	0,1	—	0,1
Быстродействующие																		
LM318	V			—	V	V	1	10	40	10	4	10	—	—	30	200	150	500

1	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34
CA3140A[18]	7	3,7	70	90	76	80	20	100	+10, —1	8	—	V	—	V	Широкого применения на полевых МОП-транзисторах
ICL7600	0,5	0,3	—	88	—	110	30	160	+5, —10	18	—	—	V	V	Самый малый сдвиг, узкополосный
ICL7612B	1,6	1,4	60	87	70	77	10	100	5[н]	18	V	V	V	V	Программируемый
ICL7641B[19]	1,6	1,4	60	87	70	77	10	100	5[н]	18	V	—	V	V	КМОП широкого применения, ннэковольтный
ICL8500A	0,5	0,5	60	75	—	80	—	100	10	0,5	—	—	—	—	Самый инзкий входной ток
MC14573-1	8	—	—	80	—	70	—	50	1,3[м]	18	—	V	V	V	КМОП
На полевых транзисторах: с малым смещением															
LH0022	3	1	80	90	80	90	100	200	10	30	—	—	—	—	LH0042—дешевый вариант
LH0052	3	1	74	90	74	90	100	200	10	30	—	—	—	—	Прецизионный
LH0062C	70	15	80	90	80	90	50	200	10	30	—	—	—	—	Быстродействующий
AD506L	6	1	80	90	80	86	50	120	15	4	—	—	—	—	
AD515J	1	0,4	66	94	68	86	40	—	10	20	—	—	—	—	
AD515L	1	0,4	70	94	74	86	50	—	10	20	—	—	—	—	Прецизоиный с самым малым током
AD545L	1	0,7	76	80	—	74	40	—	10	20	—	—	—	—	Прецизоиный
3521L	0,6	1,5	—	90	—	92	50	—	10	40	—	—	—	—	Прецизионный
3627CM	0,9	1	—	76	—	80	100	300	20	40	—	—	—	—	Прецизоиный
3528BM	0,7	0,7	80	86	80	92	100	—	10	40	—	—	—	—	Прецизоиный, с малым током
Высоковольтные															
LM343	2,5	1	70	90	74	100	70	180	10	68	—	—	—	—	
LM344	30[в]	10[и]	70	90	74	100	70	180	10	68	—	—	—	—	Нескорректированиый ОУ типа 343
1436	2	1	70	110	80	96	70	500	10	80	—	—	—	—	
HA2645	5	4	74	100	74	90	100	200	10	37	—	—	—	—	
3583	30	5	—	110	—	84	50	900	75	300	—	—	—	—	Быстродействующий высоковольтный на полевых транзисторах
3584	150[о]	7	—	110	—	84	100	1000	15	300	—	—	—	—	Высоковольтный нескорректированиый иа полевых транзисторах
Быстродействующие															
LM318	70	15	70	100	65	80	20	—	10	0,5	—	—	—	—	Широко распространеииый

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Продолжение

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
LH0024C	V			—	V	V	20	—	36	15	5	8	25	—	4 мкА	15 мкА	18 мкА	40 мкА
LH0032C	V			V	V	V	50	10	36	22	5	15	25	—	0,01	0,05	0,025	0,2
AD518J	V			—	V	V	1	10	40	10	4	10	10	—	30	200	120	500
AD528J	V			V	V	V	1	10	40	7	1	3	25	50	—	0,005	0,01	0,03
NE530[20]	V	*		—	V	—	1		36	3	2	5	6	—	15	40	65	150
NE538[21]	V	*		—	V	—	5	10	36	2,8	2	5	6	—	15	40	65	150
NE531	V			—	V	V	НК	12	44	10	2	6	—	—	50	200	400	1500
NE535[22]	V	*		—	V	—	1	10	36	2,8	2	5	6	—	15	40	65	150
1435	V			—	V	V	10	24	32	30	2	5	5	25	—	—	10 мкА	20 мкА
HA2505	V			—	V	V	1	20	40	6	4	8	20	—	20	50	125	250
HA2515	V			—	V	V	1	20	40	6	5	10	30	—	20	50	125	250
HA2525[23]	V			—	V	V	3	20	40	6	5	10	30	—	20	50	125	250
HA2535	V			—	—	V	10	20	40	6	0,8	5	5	—	5	20	15	200
HA2605	V			—	V	V	1	10	45	4	3	5	10	—	5	25	5	25
HA2625[24]	V			—	V	V	5	10	45	4	3	5	10	—	5	25	5	25
HA2655	V	V		—	V	—	4	4	40	4	2	5	8	—	2	60	50	200
CA3100	V			—	V	V	10	13	36	11	1	5	—	—	50	400	700	2000
HA5105	V			V	V	V	1	20	40	8	0,5	1,5	15	—	0,005	0,05	0,05	0,1
HA5115	V			V	V	V	10	20	40	8	0,5	1,5	15	—	0,005	0,05	0,05	0,1
HA5155	V			V	V	V	1	20	40	7	—	1	10	—	—	—	—	0,05
HA5165	V			V	V	V	10	20	40	7	—	1	10	—	—	—	—	0,05

1	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34
LH0024C	400	70	—	60	—	60	3	4	10	5	—	—	—	—	
LH0032C	500	70	50	60	50	60	1	2,5	15	30	—	—	—	—	На полевых транзисторах
AD518J	70	12	70	100	65	80	25	100	15	—	—	—	—	—	
AD528J	70	10	70	90	70	90	25	100	15	20	—	—	—	—	На полевых транзисторах, скорректированный
AD530[20]	35	3	70	90	76	90	50	200	10	30		—	—	—	Быстродействующий сдвоенный (5530)
NE538[21]	60 э	5 э	70	90	76	90	50	200	10	30		—	—	—	Быстродействующий сдвоенный (5538)
NE531	35	1	70	100	76	100	20	60	—	15		—	—	—	
NE535[22]	15	1	70	90	76	90	50	200	10	30		—	—	—	Быстродействующий сдвоенный (5535)
1435	300	1000	80	90	—	75	10	20	10	2	—	—	—	—	С быстрым установлением (буфер 2035)
HA2505	30	12 и	74	90	74	90	15	25	10	15	V	—	—	—	2507 — корпус с двухрядным расположением выводов
HA2515	60	12 и	74	90	74	90	7,5	15	10	15	V	—	—	—	2517 — корпус с двухрядным расположением выводов
HA2525[23]	120 э	20 и	74	90	74	90	7,5	15	10	15	V	—	—	—	Широко распространенный (2527 — корпус с двухрядным расположением выводов)
HA2535	320 и	70 и	80	100	80	100	100	2000	35	25	—	—	—	—	Быстродействующий
HA2605	7	12	74	100	74	90	80	150	10	12	—	—	—	—	2607-корпус с двухрядным расположением выводов
HA2625[24]	35 э	100 о	74	100	74	90	80	150	10	12	—	—	—	—	Широко распространенный 2627 — корпус с двухрядным расположением выводов)
HA2655	5	8	74	100	74	100	20	40	10	30	—	—	—	—	
CA3100	25	30	76	90	60	70	0,8	1,1	15	12	—	—	—	—	
HA5105	8	18 и	80	86	80	94	50	100	10	40	—	—	—	—	
HA5115	40 и	50 и	80	86	80	94	50	100	10	40	—	—	—	—	
HA5155	60	50	86	—	86	—	50	—	10	40	—	—	—	—	Быстродействующий, на полевых транзисторах, прецизионный
HA5165	100	100	86	—	86	—	50	—	10	40	—	—	—	—	Подкорректированный 5155

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Продолжение

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
HA5195	V			—	—	—	5	20	35	25	3	6	20	—	1 мкА	4 мкА	5 мкА	15 мкА
NE5539	V			—	—	V	7	6	24	15	2,5	5	5	10	—	—	10 мкА	20 мкА
8017C	V			—	—	V	НК		36	8	2	7	10	—	—	—	50	200
Разные																		
LM10	V			—	V	—	1	1	45	0,4	0,3	2	2	—	0,3	0,7	10	20
1439[25]	V			—	V	V	НК	20	36	6	2	7,5	3	—	20	100	250	1000
HA2705	V			—	V	—	1	11	40	0,2	1	5	5	—	2,5	15	5	40
HA2905	V			—	—	—	1	20	42	5	0,02	0,08	0,2	—	0,05	0,5	0,15	1
72088	V			—	—	—	1		36	10	0,07	0,15	—	—	0,2	0,6	0,6	10

Продолжение

1	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34
HA5195	200 [з]	150 [и]	74	—	70	90	10	30	25	6	—	—	—	—	С быстрым установлением
NE5539	800 [л]	1200 [и]	70	85	66	74	0,2	0,25	40	10	—	—	—	V	Видеоусилитель, небольшой размах выходного сигнала
8017C	130	10	—	—	70	—	25	1000	15	30	—	—	—	—	Широко распространенный, быстродействующий
Разные															
LM10	0,12	0,1	93	102	90	96	120	400	20	40	—	V	V	V	«Одновольтовый ОУ», прецизионный, может работать в цепях опорного напряжения
1439[25]	4,2	1	80	100	75	90	20	100	10	36	—	—	—	—	
HA2705	20	1	80	106	80	100	200	300	10	18	—	—	—	—	Быстродействующий, маломощный
HA2905	2,5	3 [и]	120	160	120	160	1 кОм	95 кОм	7	15	—	—	—	—	С прерыванием (МДМ), высокий уровень шумов
72088	25	3	—	80	—	70	1 кОм	10 кОм	15	15	—	—	—	—	С прерыванием (МДМ), высокий уровень шумов, малые значения КОСС и КОНП

[а] Галочкой (V) помечено число ОУ для приведенного типа интегральной схемы: звездочка (*) указывает, что есть интегральные схемы с другим числом элементов в кристалле, которые описаны в сносках; помечены соответствующими числами. [б] Галочка означает, что предусмотрены контакты для внешней коррекции. [в] Дано минимальное значение коэффициента усиления при замкнутой ОС, которое еще не приводит к потере устойчивости. Операционные усилители с контактами для внешней коррекции могут работать и с более низким значением коэффициента усиления, если используется соответствующая схема внешней коррекции. НК означает, что ОУ не скорректирован — для получения небольшого коэффициента усиления при замкнутой цепи ОС необходимо использовать внешний конденсатор. [г] Максимальное значение при $U_{пит}=\pm 15$ В. [д] Для коррекции единичного усиления, если нет специальной оговорки. [е] Максимальное значение, которое не вызывает повреждения кристалла; не должно превышать предельного напряжения питания. [ж] Галочка в столбце «Вход» означает, что диапазон синфазного сигнала включает значение напряжения питания; галочка в столбце «Выход» означает, что размах выходного напряжения ограничен напряжениями питания. [з] При $K \geqslant 5$. [и] При $K \geqslant 10$. [к] Во всем температурном диапазоне. [л] При $U_{CC}=\pm 15$ В [м] При $U_{CC}=\pm 10$ В. [н] При $U_{\pm}=\pm 7{,}5$ В. [о] При $K \geqslant 100$. [п] При $K=2$.

[1] Спаренный вариант в корпусе мини-DIP с двухрядным расположением выводов 747, 1458. Счетверенный вариант MC4741, 348. [2] Спаренный вариант в корпусе мини-DIP с двухрядным расположением выводов OP-04, OP-14. [3] ОУ типа OP-09 имеет такие же характеристики, но другую разводку выводов. [4] Спаренный вариант 2301. [5] Спаренный вариант 5532, 5533. [6] Подобны 534, 2902 3403. Спаренный вариант 358, 798, 2904, 532. Одиночный вариант с установкой нуля 799 [7] Спаренный вариант OP-10E. [8] Также μA714A. [9] Также μA714C [10] Также μA714E. [11] Спаренный вариант 2308. [12] Спаренные варианты TL082B. C, TL083B, C Счетверенный вариант TL084A. C. Нескорректированные TL080, [13] Спаренный вариант TL062C, TL063C. Счетверенный вариант TL064C [14] Спаренный вариант TL072C, TL073C Счетверенный вариант TL074C, TL075C. Подобны μA771-4 и LF347-54 [15] Спаренный вариант LF347. Подобны сериям ОУ типа TL071-4 и μA771-4 [16] Спаренный вариант μA772A. Счетверенный вариант μA774A. Подобны TL071 и LF347-54. [17] Нескорректированный вариант 3130. [18] Спаренный вариант CA3240A. [19] Подобны ICL7611, 7614 (одиночный вариант) и ICL7621, 7622 (спаренный варнант). [20] Спаренный варнант NE5530. [21] Спаренный вариант NE5538. [22] Спаренный варнант NE5535. [23] Также I322, 35047J, AD509J. [24] Также 1321, 3508J, AD507. [25] Также 2139.

Входной ток. Небольшой ток, называемый входным током смещения, $I_{см}$, втекает во входные зажимы (или вытекает, в зависимости от типа ОУ). Этот ток равен половине суммы входных токов, измеренных при соединении входов между собой (два входных тока примерно равны между собой и представляют собой просто базовые токи входных транзисторов). Для операционного усилителя типа 741 типичным значением тока смещения является 80 нА (0,08 мкА). Роль входного тока смещения состоит в том, что он создает падение напряжения на резисторах цепей обратной связи и смещения, а также на сопротивлении источника сигнала. От того, насколько малы сопротивления этих резисторов, зависит влияние этого тока на параметры вашей схемы по постоянному току и отклонения выходного напряжения. Характер этой зависимости скоро станет вам ясен.

Промышленность выпускает операционные усилители с входными токами смещения порядка наноампер и ниже для схем со входами на биполярных транзисторах и порядка нескольких пикоампер (10^{-6} мкА) для схем со входами на полевых транзисторах. Самые малые токи смещения имеет схема с транзисторами Дарлингтона со сверхбольшим значением коэффициента β типа LM11 (для нее входной ток равен 25 пкА) и схема с полевыми МОП-транзисторами типа ICH8500 (для нее входной ток равен 0,01 пкА). Как правило, транзисторные ОУ, предназначенные для использования в системах с высоким быстродействием, имеют большие токи смещения.

Входной ток сдвига. Входным током сдвига называют разность двух входных токов. В отличие от входного тока смещения ток сдвига $I_{сдв}$ обусловлен отклонениями в технологическом процессе изготовления ОУ, так как в отсутствие таких отклонений токи смещения на двух симметричных входах были бы одинаковы. В результате даже при наличии на входах источников с одинаковыми сопротивлениями падения напряжения на входах ОУ будут разными и, следовательно, между входами будет существовать разность напряжений. Немного позже вы увидите, как это учитывают при разработке схем.

Обычно ток сдвига составляет примерно одну десятую часть тока смещения. Для операционного усилителя типа 741 типичным является значение $I_{сдв}=10$ нА.

Входной импеданс. Входной импеданс определяется входным сопротивлением для дифференциального сигнала (импеданс со стороны одного из входов при заземлении другого), которое обычно значительно меньше, чем сопротивление для синфазного сигнала (типичный входной каскад выглядит как дифференциальный усилитель с источником тока). Для операционного усилителя типа 741 входное сопротивление равно примерно 2 МОм. Для операционного усилителя со входом на полевом транзисторе $R_{вх}\approx 10^{12}$ Ом и выше. В связи с тем что отрицательной обратной связи присущ эффект самопроизвольной установки входов (отрицательная обратная связь стремится поддерживать на обоих входах одинаковое напряжение и значительно уменьшает диф-

Таблица 3.2

Высоковольтные ОУ

Тип	Полное напряжение питания, В (мин.)	Полное напряжение питания, В (макс.)	Макс. дифференциальный входной сигнал, В	Вход на полевых транзисторах	Внешние компоненты	Установка нуля	$f_{ср}$ (тип.), МГц	Скорость нарастания (тип.), В/мкс	Макс. выходной ток (±), мА	Макс. мощность рассеяния ($T_К=50°С$), Вт	Температурные ограничения	Корпус	Примечания
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
MC1436	10	80	80	—	—	У	1	2	10	0,6	—	TO-99	Первичный вариант, по-прежнему считается хорошим
LM343	10	68	68	—	—	У	1	2	20	0,6	—	TO-99	Со сверхвысоким значением коэффициента β
LM344	10	68	68	—	У	—	1	2,5[б]	20	0,6	—	TO-99	Со сверхвысоким значением коэффициента β
HA2645	20	80	74	—	У	У	4	5	10	0,6	У	TO-99	Аналог ОУ типа 1332 фирмы Philbrick
3853	100	300	300	У	—	У	5	30	75	10	У	TO-3	Мощный
3584	140	300	300	У	У	У	7[в]	150[в]	15	4,5	У	TO-3	Мощный

[а] Не превышает полного напряжения питания [б] Скорость нарастания = 30 В/мкс при условии, что выполнена коррекция при $K\geqslant 10$. [в] Коррекция при $K\geqslant 100$

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

ференциальный входной сигнал), для практики $Z_{вх}$ имеет достаточно большие значения и не является столь лимитирующим параметром, как входной ток смещения.

Входной диапазон синфазного сигнала. Для того чтобы операционный усилитель работал правильно, напряжение на его входах должно находиться в пределах определенного диапазона значений, который обычно не превышает полного диапазона напряжения питания. Если напряжение на входах выходит за пределы этого диапазона, то коэффициент усиления ОУ может резко измениться и даже поменять знак. Для операционного усилителя типа 741, использующего источники ± 15 В, входной диапазон синфазного сигнала определяется значениями ± 12 В. Существуют такие ОУ, у которых входной диапазон синфазного сигнала ограничен снизу отрицательным питающим напряжением (например, сдвоенный ОУ типа LM358 в миниатюрном корпусе с двухрядным расположением выводов или серия интегральных ОУ 3130/3140) или ограничен сверху положительным питающим напряжением (например, серии интегральных схем 301/307 или 355—357). Кроме того, определяются максимально допустимые входные напряжения, при превышении которых происходит разрушение схемы. Для операционных усилителей типа 741 максимально допустимое напряжение равно меньшему из двух: ± 15 В или напряжению питания.

Входной диапазон дифференциального сигнала. Для некоторых операционных усилителей допустимое напряжение между входами ограничено такими малыми значениями, как, например, $\pm 0{,}5$ В, правда, для большинства схем допустимые дифференциальные входные сигналы могут достигать значения напряжения питания. Превышение заданного максимума может вызвать ухудшение характеристик или разрушение схемы операционного усилителя.

Выходное сопротивление; зависимость размаха выходного напряжения от сопротивления нагрузки. Выходное сопротивление $R_{вых}$ — это собственное выходное сопротивление ОУ без обратной связи. Для операционного усилителя типа 741 оно равно приблизительно 75 Ом, а для некоторых маломощных ОУ оно может достигать нескольких тысяч ом (см. рис. 7.9). Обратная связь делает выходное сопротивление пренебрежимо малым (или очень увеличивает его в случае обратной связи по току); поэтому большое значение имеет максимально допустимый выходной ток, равный, как правило, примерно 20 мА. Часто зависимость размаха выходного напряжения $U_{вых.\ разм}$ от сопротивления нагрузки изображают в виде графика, а иногда просто приводят несколько значений для типичных сопротивлений нагрузки. Для операционного усилителя типа 741 возможный размах выходного напряжения на 2 В меньше, чем диапазон, определяемый значениями $U_{КК}$ и $U_{ЭЭ}$ на нагрузке с сопротивлением более чем 2 кОм. Если сопротивление нагрузки намного меньше, чем 2 кОм, то размах будет небольшим. Для некоторых ОУ размах выходного напряжения

ограничен источником отрицательного напряжения (например, ОУ типа LM358), а это очень удобно при использовании в схеме единственного источника положительного напряжения, так как в этом случае напряжение на выходе может изменяться до потенциала земли. И наконец, в операционном усилителе с выходами на МОП-транзисторах размах выходного напряжения ограничен питающими напряжениями (например, ОУ типа CA3130 и CA3160).

Коэффициент усиления по напряжению и фазовый сдвиг. Обычно коэффициент усиления по напряжению A_{U0} для постоянного тока лежит в пределах от 100 000 до 1 000 000 (часто его определяют в децибелах), уменьшается с ростом частоты, и на частоте, лежащей в пределах от 1 до 10 МГц (ее обозначают $f_{ср}$), коэффициент усиления уменьшается до единицы. Обычно строят график зависимости коэффициента усиления по напряжению при разомкнутой цепи обратной связи от частоты. Такой график, построенный для операционного усилителя с внутренней коррекцией, показывает, что спад усиления с наклоном 6 дБ/октава начинается на достаточно низкой частоте (для ОУ типа 741 — на частоте около 100 Гц); такая зависимость создается намеренно, как вы узнаете из разд. 3.31,— тем самым обеспечивается стабильность работы ОУ. Спад характеристики (такой же, как у простого фильтра низких частот) приводит к тому, что на всех частотах выше вопрягающей частоты между входом и выходом (при разомкнутой сепи обратной связи) существует постоянный сдвиг фазы, равный 90°, цвеличивающийся до 120—160°, по мере того как коэффициент усилеуия приближается к единице. Сдвиг фаз на 180° в момент равенства ноэффициента усиления единице приводит к появлению положительной обратной связи (автоколебаниям), поэтому разность между фазовым сдвигом на частоте $f_{ср}$ и 180° называют «запасом по фазе».

Входное напряжение сдвига [1]. Отклонения, возникающие в процессе изготовления операционных усилителей, приводят к тому, что входные каскады ОУ имеют некоторую разбалансировку. Если при нулевом входном сигнале входы ОУ соединить между собой, то выход схемы насытится, и выходное напряжение будет равно либо $U_{КК}$, либо $U_{ЭЭ}$ (заранее предсказать значения нельзя). Разность входных напряжений, необходимая для того, чтобы выходное напряжение стало равно нулю, называют входным напряжением сдвига, $U_{сдв}$ (представим себе, что к одному из входов последовательно подключена батарея с таким напряжением). Обычно в операционном усилителе бывает предусмотрена возможность уменьшения входного напряжения сдвига до нуля (настройка нуля). Для ОУ типа 741 между контактами 1 и 5 следует включить потенциометр на 10 кОм, его движок должен быть подключен к источнику $U_{ЭЭ}$.

Для точных систем не меньшее значение, чем сам сдвиг, имеет дрейф входного напряжения сдвига под влиянием температуры и вре-

[1] Напряжение сдвига, приведенное ко входу.— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

мени, так как начальный сдвиг можно сделать равным нулю. Для операционного усилителя типа 741 типичным является напряжение сдвига, равное 2 мВ (максимальное значение 6 мВ), а коэффициент, определяющий дрейф сдвига под влиянием температуры и времени, изготовители обычно не оговаривают. Для прецизионного операционного усилителя типа OP-07 с помощью лазерных методов подгонки напряжение сдвига устанавливают не превышающим 30 мкВ, температурный коэффициент напряжения сдвига ($ТКН_{сдв}$) для этой схемы равен 0,2 мкВ/°С, а временной дрейф определяется коэффициентом 0,2 мкВ/мес.

Скорость нарастания. «Компенсационная» емкость операционного усилителя и небольшие внутренние токи ограничивают скорость изменения выходного напряжения даже при условии большого разбаланса входов. Предельную скорость изменения выходного напряжения обычно называют скоростью нарастания. Для ОУ типа 741 она равна 0,5 В/мкс, быстродействующий ОУ может иметь скорость нарастания порядка 100 В/мкс, а для сверхбыстрого буфера типа LH0063C скорость нарастания составляет 6000 В/мкс. Скорость нарастания ограничивает амплитуду синусоидального выходного сигнала при превышении некоторой критической частоты (частоты, на которой для получения полного размаха выходного напряжения скорость нарастания ОУ должна быть максимальной), тем самым объясняется введение в спецификации «графика зависимости размаха выходного напряжения от частоты». Для синусоидального сигнала, частота которого равна f герц, а амплитуда — A вольт, минимальная скорость нарастания должна составлять $2\pi Af$ вольт в 1 с.

Для операционных усилителей с внешней коррекцией скорость нарастания зависит от используемой схемы коррекции. В общем, коррекции, предназначенной для схем с единичным усилением, соответствует самая малая скорость нарастания; она увеличивается примерно в 30 раз при коррекции 100-кратного усиления. Подробнее мы рассмотрим этот вопрос в разд. 3.31.

Влияние температуры. Все рассмотренные выше параметры зависят от температуры. Однако это обычно не влияет на работу схемы, так как, например, небольшие изменения коэффициента усиления почти полностью компенсирует обратная связь. Более того, изменение этих параметров под влиянием температуры, как правило, невелико по сравнению с их изменением от образца к образцу.

Исключение составляют входное напряжение сдвига и входной ток сдвига. Их зависимость от температуры сказывается в появлении дрейфа выходного напряжения после того, как с помощью регулировки входные сдвиги были сведены практически к нулю. Для прецизионных систем следует использовать так называемые «измерительные» усилители, имеющие малый дрейф. У таких усилителей для уменьшения пагубного влияния градиента температуры, возникающего в схеме, выходной каскад подключают к внешней нагрузке с сопротивлением не менее 10 кОм. К этому вопросу мы вернемся в гл. 7.

Для полноты изложения следует упомянуть, что на характеристики ОУ накладывают ограничения такие параметры, как коэффициент ослабления синфазных сигналов (КОСС), коэффициент ослабления влияния источника напряжения питания (КОНП), шумовое входное напряжение и шумовой ток ($e_ш$, $i_ш$) и переходные искажения на выходе. Эти параметры следует учитывать только в прецизионных схемах и в усилителях с низким уровнем шумов, которые мы рассмотрим в гл. 7.

3.12. Эффекты ограничений ОУ на работу схем на их основе

Вернемся к инвертирующему усилителю и рассмотрим его еще раз, учитывая известные нам теперь ограничения. Покажем, как они влияют на работу схемы и как их учесть при разработке ОУ. Используя этот пример, вы сможете разобраться и с другими схемами ОУ. На рис. 3.28 вновь показан инвертирующий операционный усилитель.

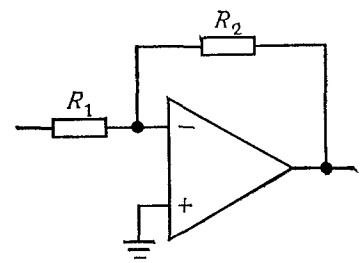


Рис. 3.28.

Коэффициент усиления при разомкнутой цепи ОС. В связи с тем что коэффициент усиления при разомкнутой цепи ОС имеет конечное значение, в усилителе с обратной связью коэффициент усиления по напряжению (коэффициент усиления при разомкнутой цепи ОС) в определенный момент начинает убывать. Этому моменту соответствует частота, на которой коэффициент усиления при разомкнутой цепи ОС приближается к значению R_2/R_1 (рис. 3.29). Этот спад позволяет судить о том, что семейство усилителей типа 741 относится к классу низкочастотных усилителей; на частоте 1 кГц коэффициент усиления при разомкнутой цепи ОС падает до 1000, а частота $f_{ср}$ равна 1 МГц. Обратите внимание, что коэффициент усиления при замкнутой цепи ОС всегда меньше, чем коэффициент усиления при разомкнутой цепи ОС; это означает, что если на основе ОУ типа 741 построить, например, усилитель с 1000-кратным усилением, то на частотах около 1 кГц его

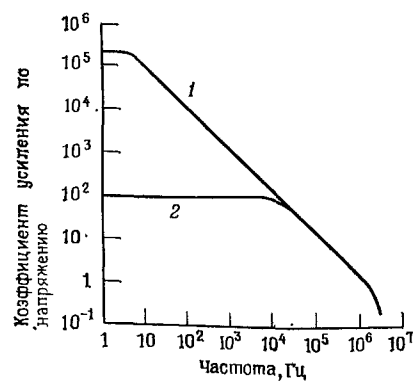


Рис. 3.29.
$U_И = \pm 15$ В, $T_{окр} = 25$°С.
1 — коэффициент усиления при разомкнутой ОС; 2 — коэффициент усиления при замкнутой ОС.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

усиление заметно ослабеет. Более точно мы опишем этот эффект чуть ниже (в разд. 3.24), когда будем рассматривать транзисторные схемы с обратной связью, имеющие конечный коэффициент усиления при разомкнутой цепи ОС.

Скорость нарастания. В связи с тем что скорость нарастания ограничена, на частотах выше некоторого граничного значения максимальный размах синусоидального сигнала начинает падать. На рис. 3.30 представлен график для ОУ типа 741 со скоростью нарастания 0,5В/мкс. При скорости нарастания s выходная амплитуда ограничена значением $A_{\substack{\text{от пика}\\\text{до пика}}} \leqslant s/\pi f$ для синусоидального сигнала, имеющего частоту f; тем самым объясняется наличие участка спада на графике с наклоном $1/f$. Горизонтальный участок на графике соответствует ограничению размаха выходного напряжения напряжением источников питания.

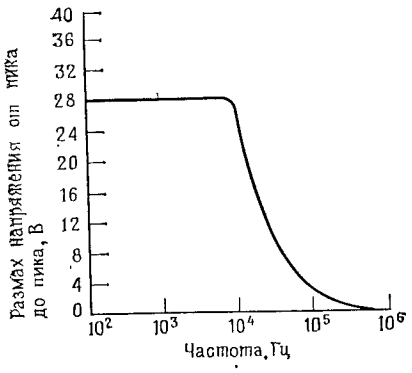


Рис. 3.30.
$U_И = \pm 15$В, $T_{окр} = 25°C$, $R_н = 10$ кОм.
Кривая убывает пропорционально 1/f.

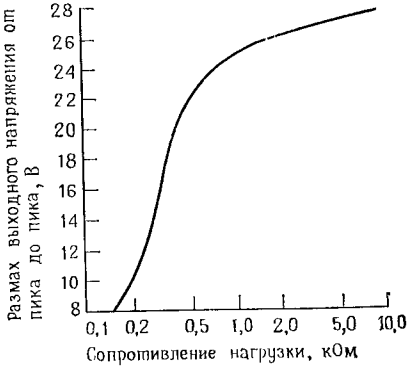


Рис. 3.31.
$U_И = \pm 15$ В, $T_{окр} = 25°C$.

Выходной ток. В связи с тем что выходной ток операционного усилителя ограничен, размах выходного напряжения на низкоомных нагрузках также ограничен. На рис. 3.31 представлен график для операционного усилителя типа 741. В прецизионных схемах как раз и нужно ограничивать выходные токи для того, чтобы избежать появления в кристалле схемы температурных градиентов, связанных с рассеянием слишком большой мощности в выходном каскаде.

Напряжение сдвига. Благодаря наличию входного напряжения сдвига, при нулевом напряжении на входе напряжение на выходе равно $U_{вых} = K_{U0} U_{сдв}$. Инвертирующий усилитель на основе ОУ типа 741 имеет коэффициент усиления по напряжению, равный 100. При заземленном входе напряжение на выходе этой схемы достигает значения $\pm 0{,}6$ В ($U_{сдв} = 6$ мВ, максимальное значение). Можно предложить следующие пути решения проблемы: а) Если усиление сигнала по постоянному току не представляет интереса, то с помощью конденсатора можно уменьшить коэффициент усиления для сигналов постоянного тока до единицы, как в рассмотренном выше усилителе для звукоснимателя. Там для передачи входного сигнала используется емкостная связь. б) Настроить нуль, используя предлагаемую фирмой-изготовителем схему регулировки. в) Можно использовать ОУ с меньшим напряжением сдвига $U_{сдв}$.

Входной ток смещения. Из-за наличия определенного входного тока напряжение на выходе при нулевом входном напряжении не равно нулю, даже если входное напряжение сдвига настроено на нуль. Сопротивление со стороны инвертирующего входа определяется резисторами $R_1 \| R_2$, но ток смещения воспринимается как входной сигнал, подобный току, текущему через R_1, а потому он порождает смещение выхода $U_{вых} = I_{см} R_2$. Для ОУ типа 741 с резисторами $R_1 = 100$ кОм и $R_2 = 1$ МОм выходное напряжение достигает значения 200 нА $\times$ $\times$ 1 МОм или 0,2 В ($I_{см} = 200$ нА, максимальное значение).

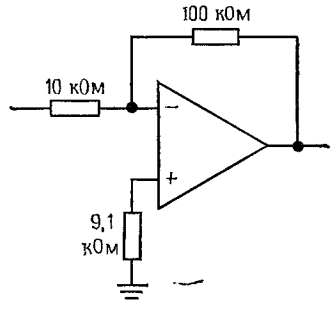


Рис. 3.32.

Для того чтобы ослабить влияние входного тока смещения, можно сделать сопротивление со стороны обоих входов одинаковым, как на рис. 3.32. В этом случае сопротивление 9,1 кОм выбрано с учетом параллельного соединения резисторов 10 и 100 кОм. Кроме того, лучше всего, если сопротивление цепи обратной связи будет достаточно малым, тогда ток смещения не будет давать большие сдвиги; сопротивления в цепях входов ОУ имеют типичные значения от 1 до 100 кОм. Если в этом случае операционный усилитель дает ошибки, обусловленные наличием тока смещения, то следует взять ОУ с меньшим током смещения. Для недорогого ОУ типа LM308 ток $I_{см}$ равен 1,5 нА (типичное значение), для улучшенного варианта этого ОУ (типа LM11) — $I_{см} = 25$ пА (типичное значение), для семейства ОУ LF355—LF357 со входами на полевых транзисторах ток $I_{см}$ равен 30 пА, и для недавно появившихся семейств ОУ CA3140 и CA080 ток $I_{см}$ равен 10 пА (типичное значение).

Входной ток сдвига. Из-за присутствия входного тока сдвига небольшой сдвиг выходного напряжения наблюдается даже в схеме со сбалансированными по постоянному току входными импедансами. Этот дифференциальный сигнал обычно намного меньше, чем смещение выходного напряжения, обусловленное входным током смещения при несбалансированных сопротивлениях входов. В связи с этим имеет смысл балансировать входные сопротивления. Если же получающийся сдвиг выходного напряжения слишком велик для данного конкретного применения, то остается (помимо уменьшения сопротивления в

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

цепи обратной связи) подобрать операционный усилитель с меньшим входным током.

К чему приводят ограничения, свойственные ОУ. Рассмотренные ограничения операционного усилителя влияют на параметры компонентов почти во всех схемах. Например, резисторы обратной связи должны быть достаточно большими, тогда они не будут существенно нагружать выход; вместе с тем если они будут слишком большими, то входной ток смещения будет порождать ощутимые сдвиги. Кроме того, высокое сопротивление в цепи обратной связи повышает восприимчивость схемы к влиянию внешних наводок и увеличивает влияние паразитной емкости. Учитывая сказанное выше, для ОУ типа 741 обычно выбирают резисторы цепей ОС с сопротивлением от 2 до 100 кОм.

РАСПРОСТРАНЕННЫЕ ТИПЫ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ. Иногда случается так, что новый ОУ появляется как раз вовремя и удовлетворяет запросы разработчиков и по своим характеристикам, и по стоимости, и по конструктивному оформлению. К его производству приступает сразу несколько фирм, он завоевывает симпатии разработчиков и получает широкую известность. Ниже приводится перечень распространенных в наше время типов ОУ:

301 Первый удобный для использования ОУ; впервые использован «боковой транзистор *p—n—p*-типа»; коррекция внешняя; родоначальник — фирма National Semiconductor.

741 Промышленный стандарт (см. стр. 197); коррекция внутренняя; родоначальник — фирма Fairchild.

1458 Разработан фирмой Motorola в ответ на создание ОУ типа 741; два ОУ типа 741 в миниатюрном корпусе с двухрядным расположением выводов, выводы для регулировки сдвига не предусмотрены.

308 Прецизионный ОУ фирмы National; малая потребляемая мощность, транзисторы со сверхвысоким β, гарантированный максимум дрейфа.

324 Распространенная схема счетверенных ОУ (сдвоенная схема — 358 в мини-DIP-корпусе с двухрядным расположением выводов). Работает с одним источником питания; фирма National.

355 Многофункциональный ОУ на биполярных и полевых транзисторах (356, 357 — более высокое быстродействие); точность не хуже, чем у биполярной схемы, но быстродействие выше, а входной ток меньше; фирма National.
(Фирма Fairchild сделала попытку предпринять ответный ход и разработала ОУ типа 740, который, потерпел неудачу из-за плохих характеристик. Как вам понравится входной сдвиг 0,1 В?)

TL081 Разработан фирмой Texas Instruments в ответ на появление серии 355; серия недорогих ОУ; интегральная схема объединяет один, два, четыре ОУ, небольшая мощность; невысокий уровень шума; используются различные типы корпусов.

Подобные компромиссы принимают при разработке почти всех электронных схем, включая и самые простые транзисторные схемы. Например, величина тока покоя в транзисторном усилителе ограничена сверху мощностью, которую может рассеивать устройство, величиной входного тока и питающего тока, коэффициента усиления по току, а снизу — величиной тока утечки, коэффициента усиления по току и быстродействием (которое уменьшается из-за паразитной емкости и больших сопротивлений). В связи с этим, как было указано в гл. 2, величину коллекторного тока обычно выбирают в диапазоне от нескольких десятков микроампер до нескольких десятков миллиампер (побольше для мощных схем, поменьше для «микромощных»). В следующих трех главах мы рассмотрим такие проблемы более тщательно для того, чтобы вы поняли, как находят компромиссные решения.

ОПЕРАЦИОННЫЙ УСИЛИТЕЛЬ ТИПА 741 И ДРУГИЕ. В 1965 г. Видлар разработал первый, пригодный для использования интегральный ОУ; это был ОУ типа μA709 фирмы Fairchild. Он получил широкое распространение, но обладал некоторыми недостатками, в частности имел тенденцию к защелкиванию при перегрузке входа и не имел защиты против короткого замыкания на выходе. Кроме того, в этом ОУ необходимо было производить внешнюю частотную коррекцию (с помощью двух конденсаторов и резистора) и он имел очень неудобную схему регулировки нуля сдвига (для которой также требовалось иметь три внешних компонента). И наконец, дифференциальное и синфазное входное напряжение было ограничено значением 5 В.

Видлар перешел из фирмы Fairchild в фирму National, где занялся разработкой ОУ типа LM301, который представлял собой улучшенный вариант ОУ с защитой против короткого замыкания и защелкивания и имел увеличенный диапазон входного напряжения, ограниченный значением 30 В. Однако Видлар не предусмотрел внутренней частотной коррекции, так как предпочел предоставить пользователю свободу в выборе средств и методов коррекции. Операционный усилитель типа 301 можно было скорректировать с помощью единственного конденсатора, но, в связи с тем что лишь один вывод был свободен, для регулировки нуля сдвига по-прежнему нужно было иметь три внешних компонента.

Тем временем фирма Fairchild приготовилась к ответному ходу в связи с появлением ОУ типа 301 (теперь — это всем известный ОУ типа 741). Новый ОУ обладал всеми преимуществами схемы типа 301 [1], но инженеры фирмы Fairchild попытались осуществить внутреннюю частотную коррекцию, в результате высвободились два вывода и упростился процесс регулировки сдвига с помощью единственного внешнего потенциометра. Так как во многих практических случаях не требуется производить регулировку сдвига (в этом Видлар оказался прав), то для ОУ типа 741 в нормальных условиях эксплуатации не нужны другие компоненты, кроме тех, которые используются в цепи ОС. Все остальное уже стало достоянием истории — ОУ типа 741 распространился с быстротой цепной реакции и превратился в стандартную схему.

В настоящее время известно немало операционных усилителей типа 741; они похожи по конструкции и характеристикам, но имеют и специфические черты: входы на полевых транзисторах, сдвоенные и строенные схемы, схемы с улучшенными характеристиками, скорректированные и нескорректированные схемы и т. д. Ниже приво-

Одинарные схемы	*Сдвоенные схемы*	*Счетверенные схемы*
741S быстродействующий (10 В/мкс)	747 сдвоенный ОУ741	MC4741 четыре ОУ типа 741 (аналог — ОУ типа 348)
MC741 с низким уровнем шумов	OP-04 прецизионный ОУ	OP-11 прецизионный ОУ
OP-02 прецизионный ОУ	1458 в корпусе мини-DIP с двухрядным расположением выводов	4136 быстродействующий (3 МГц)
4132 микромощный (35 мкА)	4558 быстродействующий (15 В/мкс)	HA4605 быстродействующий (4 В/мкс)

[1] Фактически это все та же разработка Р. Видлара.— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

LF13741
вход на полевых транзисторах, малый входной ток

748
нескорректированный

NE530
быстродействующий (25 В/мкс)

TL081
вход на полевых транзисторах, быстродействующий (подобен LF351)

TL082
вход на полевых транзисторах, быстродействующий (подобен LF353)

TL084
вход на полевых транзисторах, быстродействующий (подобен LF347)

дится краткий перечень ОУ этого типа, который можно использовать для справок и который характеризует человеческий инстинкт идти в ногу со временем (более полный перечень приведен в табл. 3.1).

Упражнение 3.6. Нарисуйте схему инвертирующего усилителя со связями по постоянному току; его коэффициент усиления должен быть равен 100, а $I_{вх}=10$ кОм. Предусмотрите возможность компенсации входного тока смещения и регулировки напряжения сдвига (используйте потенциометр на 10 кОм, который можно подключить к выводам 1 и 5, а его движок — к источнику питания U_-). И наконец, измените схему так, чтобы выполнялось условие $Z_{вх}\geqslant 10^8$ Ом.

3.13. Микромощные и программируемые ОУ

В системах, где в качестве источников питания используются батареи, широкое распространение получили так называемые «программируемые ОУ». Их называют так потому, что установка значений всех внутренних рабочих токов выполняется с помощью внешнего тока, подаваемого на контакт, предназначенный для программирования смещения. Внутренние токи покоя увязываются с этим током смещения с помощью токовых зеркал, которым разработчики отдают предпочтение перед внутренними источниками токов, задаваемых с помощью резисторов. В результате подобные усилители можно программировать таким образом, чтобы они работали в широком диапазоне питающих токов — обычно от нескольких микроампер до нескольких миллиампер. Такие параметры, как скорость нарастания, произведение коэффициента усиления на ширину полосы пропускания $f_{ср}$ и входной ток смещения, пропорциональны программирующему току. Для систем, использующих батареи в качестве источников питания, особенно полезны программируемые ОУ, работающие с токами порядка нескольких микроампер.

Операционный усилитель типа 4250 был первым программируемым ОУ, и до сих пор его с успехом применяют во многих системах. Он был разработан фирмой Union Carbide, а сейчас его производят и многие другие фирмы, причем выпускают не только одинарные, но также сдвоенные и строенные схемы (8022 и 8023 соответственно). Для того чтобы представить себе, какие характеристики можно получить при малых питающих токах, рассмотрим в качестве примера ОУ типа 4250,

который работает с током 10 мкА. Для того чтобы получить такой ток, нужно с помощью внешнего резистора подать ток смещения, равный 1,5 мкА. Тогда $f_{ср}$ будет составлять 75 кГц, скорость нарастания будет равна 0,05 В/мкс, а входной ток смещения $I_{см}$ равен 3 нА. При малых рабочих токах способность усилителя к возбуждению последующих каскадов резко уменьшается, а выходное сопротивление при разомкнутой цепи ОС заметно увеличивается и в нашем случае достигает 3,5 кОм. При малых рабочих токах шумовое входное напряжение увеличивается, а шумовой входной ток уменьшается (см. гл. 7). В технических данных на ОУ типа 4250 указано, что минимальное питающее напряжение для этого усилителя должно составлять 1 В, однако в реальных схемах возможны отклонения от заданного минимума, особенно если усилитель должен обеспечивать большой размах выходного сигнала или обладать способностью к возбуждению последующего каскада.

Операционный усилитель типа 776 (или 3476) представляет собой усовершенствованный ОУ типа 4250. Он обладает лучшими выходными характеристиками при малых токах. Операционный усилитель типа 346 — это хороший программируемый ОУ, объединяющий в одном кристалле четыре усилителя. Три секции этого ОУ программируются с помощью одного входа, а четвертая — с помощью другого. В некоторых программируемых ОУ использованы обычные биполярные транзисторы, например, схемы типа L144, HA4725, HA4735, CA3078. Выпускают также программируемые ОУ с полевыми транзисторами (см. гл. 6): в операционных усилителях типа XR094 и TL063 для получения небольшого тока смещения (30 пА) на входах используются полевые транзисторы с *pn*-переходом; эти ОУ имеют обычные выходные каскады на транзисторах, и они обладают такой же способностью к возбуждению последующих каскадов, как и другие операционные усилители. Недостаток этих усилителей состоит в относительно большом минимальном значении питающего напряжения; этот дефект устранен в программируемых ОУ типа ICL7612 и MC14573, использующих КМОП-транзисторы. В частности, для семейства ОУ типа 7612 минимальное питающее напряжение составляет всего 1 В, а выходные каскады этих усилителей на КМОП-транзисторах обеспечивают размах выходного напряжения, ограниченный только напряжениями двух источников питания. Операционные усилители типа 7612 выпускают в корпусах всевозможных типов. При использовании этих операционных усилителей с малыми питающими напряжениями возникают различные проблемы, связанные, например, с увеличением входного напряжения сдвига, уровня шума и с уменьшением допустимых выходных токов.

Помимо рассмотренных выше операционных усилителей существуют также непрограммируемые усилители, предназначенные для работы с небольшими токами питания и небольшими напряжениями, следовательно, их также нужно отнести к микромощным. Среди них следует выделить ОУ типа LM10, для которого полный диапазон питающего напряжения составляет 1 В (например, $\pm 0{,}5$ В). Эта характеристика

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

заслуживает особого внимания, так как напряжение $U_{БЭ}$ увеличивается при понижении температуры, и при температуре —55° С оно близко к величине 1В, определяющей нижний предел рабочего диапазона LM10. Операционный усилитель типа HA2705 обладает достаточно высоким для микромощных ОУ быстродействием; его скорость нарастания составляет 20 В/мкс, а $f_{ср}$ равна 1 МГц при рабочем токе 75 мкА. Операционный усилитель типа OP-20 представляет собой прецизионный микромощный усилитель, типичное значение напряжения сдвига составляет всего 0,1 мВ. Среди других микромощных ОУ заслуживают внимания следующие: классический ОУ типа 308, ОУ с одним источником питания типа 358 (и типа 324), слаботочный ОУ типа RA4132. Операционный усилитель типа LM11 представляет собой улучшенный вариант ОУ типа 308; в нем удачно сочетаются небольшое входное напряжение сдвига и небольшой ток смещения.

ПОДРОБНЫЙ АНАЛИЗ РАБОТЫ НЕКОТОРЫХ СХЕМ НА ОУ

На работу представленных ниже схем существенно влияют присущие операционным усилителям ограничения; рассмотрим их более подробно, чем остальные схемы.

3.14. Логарифмический усилитель

В схеме, представленной на рис. 3.33, логарифмическая зависимость напряжения $U_{БЭ}$ от тока $I_К$ используется для получения выходного напряжения, пропорционального логарифму положительного

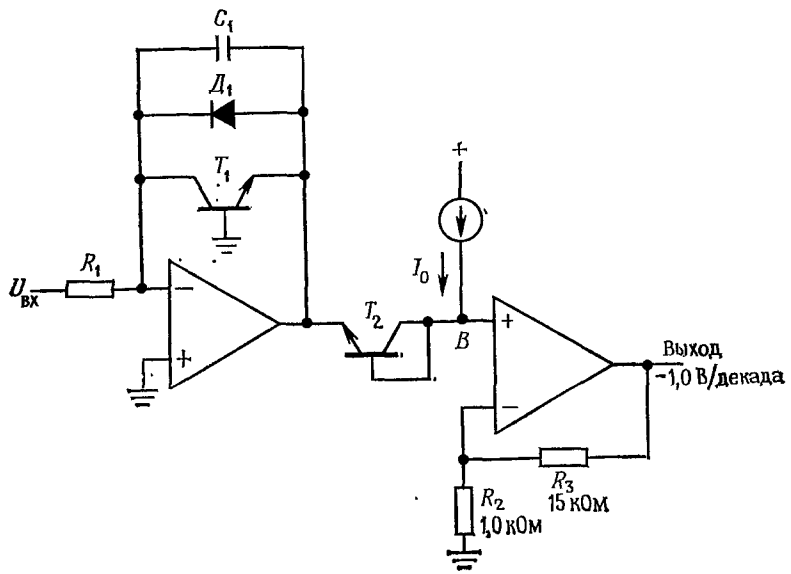


Рис. 3.33.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

входного напряжения. Благодаря потенциальному заземлению инвертирующего входа резистор R_1 преобразует напряжение $U_{вх}$ в ток. Этот ток протекает через транзистор T_1 и создает на его эмиттере потенциал, который, согласно уравнению Эберса — Молла, на величину падения напряжения $U_{БЭ}$ ниже потенциала земли. Транзистор T_2 служит для температурной компенсации. Источник тока (роль которого может выполнять резистор, так как потенциал точки B отличается от потенциала земли на несколько десятых долей вольта) задает входной ток, служащий для установки выходного напряжения на нуль. Второй операционный усилитель является неинвертирующим, его коэффициент усиления по напряжению должен быть равен приблизительно 16, для того чтобы напряжение на выходе изменялось в отношении —1,0 В на декаду входного тока (напомним, что напряжение $U_{БЭ}$ увеличивается в отношении 60 мВ на декаду коллекторного тока).

Еще несколько деталей: если базу транзистора T_1 соединить с его коллектором, то базовый ток будет создавать ошибку (дело в том, что напряжение $U_{БЭ}$ связано точной экспоненциальной зависимостью с током $I_К$). В этой схеме благодаря потенциальному заземлению напряжение на базе равно напряжению на коллекторе, однако базовый ток ошибку не создает. В качестве T_1 и T_2 следует использовать согласованную пару транзисторов (лучше всего взять согласованную монолитную пару типа LM394 или MAT-01). Такая схема обеспечивает точную логарифмическую зависимость выходного напряжения от входного тока в пределах семи или более декад (приблизительно от 1 нА до 10 мА) при условии, что транзисторы имеют небольшие токи утечки, а ОУ — малый входной ток смещения. Операционный усилитель типа 741, в котором ток смещения равен 80 нА, для этой схемы не подходит; для получения линейной характеристики в пределах семи декад обычно используют ОУ с полевыми транзисторами на входах. Кроме того, для получения хорошей характеристики при малых входных токах входной ОУ следует точно настроить на нуль сдвига. Дело в том, что при токах, близких к нижнему предельному значению, напряжение $U_{вх}$ может составлять всего несколько десятков микровольт. Лучше всего применить в этой схеме источник тока на входе и вообще не использовать резистор R_1.

Конденсатор C_1 служит для частотной стабилизации при включении обратной связи, так как усиление по напряжению в контуре ОС определяет транзистор T_1. Диод $Д_1$ предотвращает пробой и разрушение перехода база — эмиттер транзистора T_1 в случае появления отрицательного напряжения на входе; это необходимо, так как транзистор T_1 не обеспечивает цепь обратной связи при положительном выходном напряжении операционного усилителя. Обе эти проблемы можно устранить, если транзистор T_1 включить как диод, т. е. соединить его базу с коллектором.

Температурная компенсация усиления. Транзистор T_2 компенсирует изменения падения напряжения $U_{БЭ}$ в транзисторе T_1,

связанные с изменением температуры окружающей среды, однако изменение наклона графика зависимости напряжения $U_{БЭ}$ от тока $V_К$ не компенсируется. В разд. 2.10 мы установили, что зависимость 60 мВ/декада» пропорциональна абсолютной температуре. Выходное напряжение в нашей схеме иллюстрируется графиком, представленным на рис. 3.34. Идеальная компенсация обеспечивается в том случае, когда входной ток равен I_0— коллекторному току транзистора T_2. Изменение температуры на 30°С вызывает изменение угла наклона графика на 10% и сопровождается появлением соответствующей ошибки в выходном напряжении. Единственный выход из положения состоит в том, чтобы заменить резистор R_2 последовательным соединением обычного резистора и резистора с положительным температурным коэффициентом. Зная температурный коэффициент резистора (например, температурный коэффициент резисторов типа TG1/8 фирмы Texas Instruments равен +0,67%/°С), можно определить сопротивление обычного резистора, который при последовательном соединении обеспечит идеальную компенсацию. Например, к только что упомянутому резистору типа TG1/8 с сопротивлением 2,7 кОм следует последовательно подключить резистор с сопротивлением 2,4 кОм.

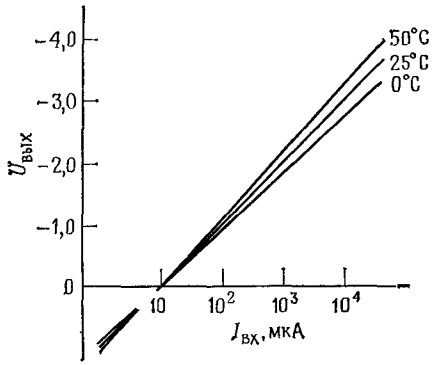


Рис. 3.34.

Промышленность выпускает несколько интегральных логарифмических преобразователей. Они обладают очень хорошими характеристиками и имеют внутреннюю температурную компенсацию. Среди фирм-изготовителей назовем Analog Devices, Burr Rrown, Philbrick, Fairchild, Intersil, National Semiconductor.

Упражнение 3.7. Дополните схему логарифмического преобразователя следующими элементами а) внешним источником входного тока; б) цепью температурной компенсации с использованием резистора типа TG1/8 (с температурным коэффициентом, равным +0,67%/°С) Подберите компоненты таким образом, чтобы относительное изменение выходного напряжения составляло $U_{вых}$=+1 В на декаду. Предусмотрите возможность управления выходным сдвигом, которая позволяла бы при любом входном токе устанавливать нулевое значение для $U_{вых}$ (путем смещения инвертирующего усилителя, а не за счет регулировки тока I_0).

3.15. Активный пиковый детектор

Во многих практических случаях требуется определить пиковое значение входного колебания. В простейшем случае для этой цели можно использовать диод и конденсатор (рис. 3.35). Наибольшее значение

входного колебания заряжает конденсатор, который сохраняет заряд до тех пор, пока диод смещен в обратном направлении.

Этот метод имеет серьезные недостатки. Входной импеданс является переменной величиной, и в момент пиков входного колебания он

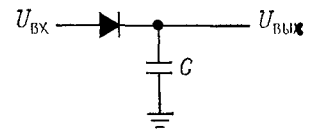


Рис. 3.35.

очень мал. Кроме того, из-за падения напряжения на диоде эта схема нечувствительна к пикам, меньшим 0,6 В, а для больших пиков она дает ошибку (на величину падения напряжения на диоде). Более того, падение напряжения на диоде зависит от температуры и протекающего через диод тока, а это значит, что погрешность схемы зависит

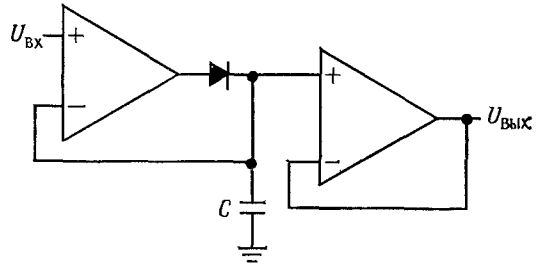


Рис. 3.36. Пиковый детектор на основе ОУ.

от температуры окружающей среды и скорости изменения выходного напряжения; напомним, что $I=C(dU/dt)$. Использование на входе эмиттерного повторителя позволяет избавиться только от первого из перечисленных недостатков.

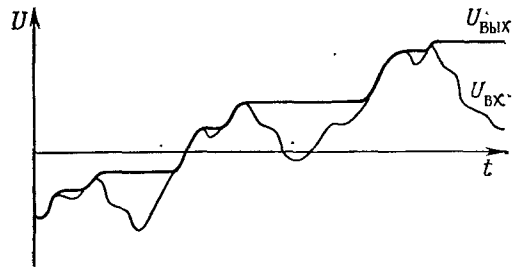


Рис. 3.37.

На рис. 3.36 показана улучшенная схема, в которой используется обратная связь. Если напряжение обратной связи снимать с конденсатора, то падение напряжения на диоде не создаст никаких проблем. На рис. 3.37 представлен возможный вид выходного колебания.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Ограничения, присущие операционному усилителю, сказываются на этой схеме двояко: а) входной ток смещения вызывает медленный разряд конденсатора (или его заряд в зависимости от знака тока смещения). Это явление называют иногда «утечкой заряда», и, для того чтобы избежать его, лучше всего использовать ОУ с очень малым током смещения. По той же причине и диод следует подбирать таким образом, чтобы он имел малую утечку (например, можно использовать диод типа FJT1100, обратный ток которого не превышает 1 пА при напряжении 20 В, или «полевой диод» типа PAD-1 фирмы Siliconix или типа 1D101 фирмы Intersil). Выходные каскады ОУ должны иметь большое входное сопротивление (лучше всего использовать ОУ на полевых транзисторах или ОУ со входами на полевых транзисторах). б) Максимальный выходной ток ОУ ограничивает скорость изменения напряжения на конденсаторе, иначе говоря, скорость, с которой сигнал на выходе отслеживает изменение сигнала на входе. Поэтому при выборе конденсатора приходится идти на компромисс между скоростью утечки заряда и скоростью нарастания выходного напряжения.

Пусть, например, в этой схеме использован ОУ типа 741 (такой выбор нельзя назвать удачным из-за большого тока смещения, который имеет этот усилитель), тогда конденсатор емкостью 1 мкФ будет иметь утечку заряда $dU/dt = I_{см}/C = 0{,}08$ В/с, а возможная скорость изменения напряжения на выходе составит всего $dU/dt = I_{вых}/C = 0{,}02$ В/мкс. Эта максимальная скорость значительно меньше, чем скорость нарастания ОУ, равная 0,5 В/мкс, так как она ограничена максимальным выходным током, равным 20 мА, который заряжает конденсатор емкостью 1 мкФ. Если уменьшить емкость, то можно получить большую скорость нарастания на выходе за счет большой утечки заряда. С практической точки зрения в качестве входного усилителя мощности и выходного повторителя гораздо лучше выбрать ОУ типа LF355 со входами на полевых транзисторах (ток смещения равен 30 пА, выходной ток — 20 мА) и взять конденсатор, имеющий емкость $C = 0{,}01$ мкФ. При таком сочетании компонентов утечка будет составлять всего 0,006 В/с, а скорость нарастания для схемы в целом будет равна 2 В/мкс. Еще лучше характеристики получатся, если взять ОУ на полевых транзисторах типа ICL8007, AD515 или AD545, для которых входной ток не превышает 1 пА. Характеристики схемы может ухудшить утечка самого конденсатора, даже если используются очень высококачественные конденсаторы, например полистироловые или поликарбонатные (см. разд. 7.05).

Схемные средства устранения влияния утечки диода. Очень часто разумно построенная схема помогает разрешить проблемы, создаваемые отклонениями схемных компонентов от идеальных. Такой способ преодоления трудностей, с одной стороны, доставляет удовольствие разработчику, а с другой стороны, дает экономический эффект. Рассмотрим здесь некоторые примеры (этим вопросам посвящена гл. 7).

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Допустим, нам нужен высококачественный пиковый детектор, обладающий максимальным отношением скорости нарастания на выходе схемы к спаду вершины импульса. Если в схеме пикового детектора использованы ОУ с самыми малыми входными токами (в некоторых ОУ ток смещения равен всего 0,01 пА), то спад вершины импульса будет определяться утечкой диода, так как токи утечки самых хороших диодов превышают столь малые токи смещения ОУ. На рис. 3.38 показана разумно составленная схема. Как и прежде, напряжение на конденсаторе повторяет входное колебание на интервале его увеличения: интегральная схема $ИС_1$[1] заряжает конденсатор через оба диода, а выходное напряжение схемы $ИС_2$ не оказывает на этот процесс никакого влияния. Когда значение входного напряжения становится меньше пикового, $ИС_1$ переходит в режим насыщения, а $ИС_2$ поддерживает напряжение в точке X равным напряжению на конденсаторе и полностью устраняет утечку в диоде $Д_2$. Небольшой ток утечки диода $Д_1$ протекает через резистор R_1 и создает на нем пренебрежимо малое падение напряжения. Безусловно, оба ОУ должны иметь очень малые токи смещения. Эта схема является аналогом схемы защиты, используемой для высокоомных или малосигнальных измерений.

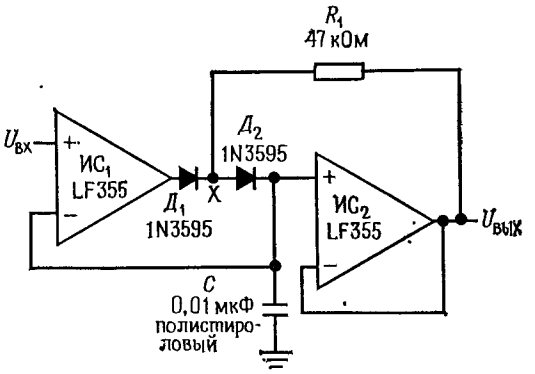


Рис. 3.38.

Сброс пикового детектора. На практике обычно желательно тем или иным способом производить сброс выхода пикового детектора. Один из способов состоит в подключении к выходу схемы резистора, благодаря которому напряжение на выходе затухает с постоянной времени RC. При этом схема «запоминает» только последние пиковые значения. Более совершенный способ состоит в подключении к конденсатору C транзисторного переключателя; выход схемы сбрасывается в нуль за счет поданного на базу короткого импульса. В качестве переключателя часто используют переключатель на полевом транзисторе, который мы рассмотрим в гл. 6.

3.16. Активный ограничитель

На рис. 3.39 показан активный ограничитель, который представляет собой один из вариантов схемы, рассмотренной в гл. 1. Для показанных на схеме величин компонентов напряжение на входе, отвечающее условию $U_{вх} < +10$ В, приводит выход ОУ в состояние насыще-

[1] Обе ИС — операционные усилители.— *Прим. ред.*

ния, и выполняется условие $U_{вых}=U_{вх}$. Когда напряжение $U_{вх}$ превышает 10 В, диод замыкает цепь обратной связи и фиксирует на выходе значение 10 В. В этой схеме конечная скорость нарастания ОУ является причиной появления небольших искажений (выбросов) в выходном сигнале, которые возникают в тот момент, когда входное напряжение в процессе нарастания достигает значения напряжения фиксации (рис. 3.40).

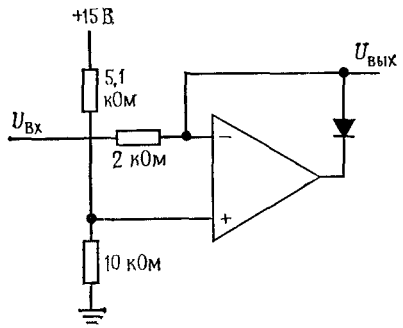


Рис. 3.39.

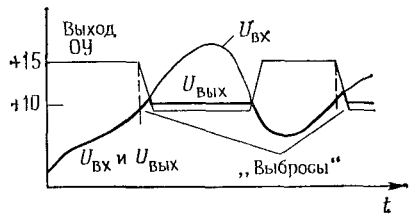


Рис. 3.40.

3.17. Схема выделения модуля абсолютного значения сигнала

Схема, показанная на рис. 3.41, позволяет получать на выходе положительное напряжение, равное абсолютной величине входного сигнала; она представляет собой двухполупериодный выпрямитель. Как обычно, ОУ с цепью обратной связи устраняют влияние падений напряжения на диодах, характерное для пассивного выпрямителя.

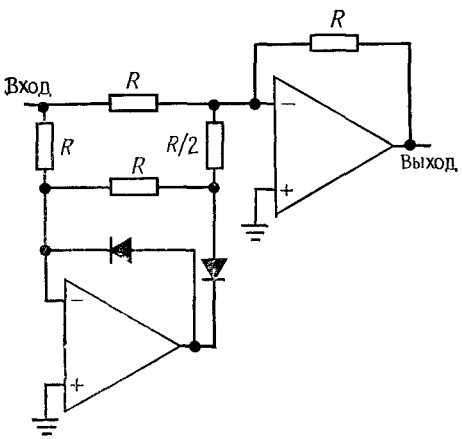


Рис. 3.41.

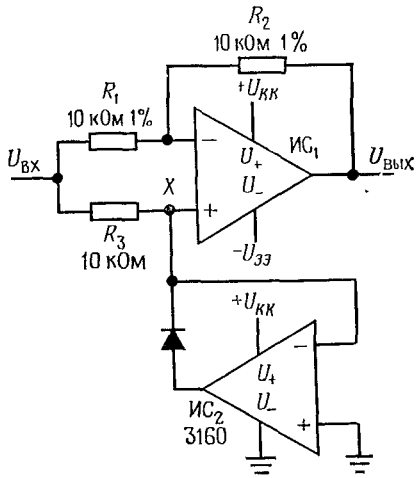


Рис. 3.42.

Упражнение 3.8. Объясните, как работает схема, показанная на рис. 3.41.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

На рис. 3.42 показана еще одна схема определения абсолютного значения. Она представляет собой сочетание вспомогательного инвертора (ИС$_1$) и активного ограничителя (ИС$_1$). При положительных уровнях входного напряжения ограничитель не влияет на работу схемы, его выход находится в насыщении, и в результате ИС$_1$ работает как повторитель. При отрицательных уровнях входного напряжения ограничитель поддерживает в точке X напряжение, равное потенциалу земли, и при этом ИС$_1$ работает как инвертор с единичным коэффициентом усиления. Таким образом, выходное напряжение равно абсолютной величине входного напряжения. Если ИС$_2$ запитывается от единственного источника положительного напряжения, то отпадают проблемы, связанные с конечной скоростью нарастания, так как напряжение на выходе ограничителя изменяется лишь в пределах падения напряжения на диоде. Отметим, что от резистора R_3 высокая точность не требуется.

3.18. Интеграторы

На основе операционных усилителей можно строить почти идеальные интеграторы, на которые не распространяется ограничение $U_{вых}\ll U_{вх}$. На рис. 3.43 показана такая схема. Входной ток $U_{вх}/R$ протекает через конденсатор C. В связи с тем что инвертирующий вход имеет потенциальное заземление, выходное напряжение определяется следующим образом: $U_{вх}/R=-C(dU_{вых}/dt)$ или $U_{вых}=-\frac{1}{RC}\int U_{вх}dt+$ $+$const. Безусловно, входным сигналом может быть и ток, в этом случае резистор R не нужен. Представленной здесь схеме присущ один недостаток, связанный с тем, что выходное напряжение имеет тенденцию к дрейфу, обусловленную сдвигами ОУ и током смещения. Это нежелательное явление можно ослабить, если использовать ОУ на полевых транзисторах, отрегулировать входное напряжение сдвига ОУ и выбрать большие величины для R и C. Кроме того, на практике часто прибегают к периодическому сбросу в нуль интегратора с помощью подключенного к конденсатору переключателя (обычно на полевом транзисторе), поэтому играет роль только кратковременный дрейф. В качестве примера рассмотрим интегратор, в котором использован ОУ на полевых транзисторах типа LF355 (ток смещения составляет 30 пА), настроенный на нуль (напряжение сдвига составляет не более 0,2 мВ). Резистор и конденсатор выбраны $R=10$ МОм и $C=10$ мкФ; для такой схемы дрейф не превышает 0,005 В за 1000 с [1].

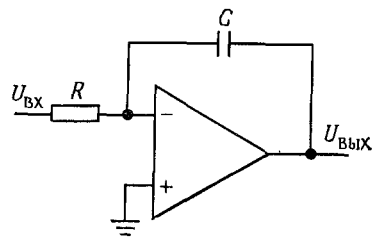


Рис. 3.43.

[1] Погрешность от сдвига по напряжению равна (0,2 мВ/RC) 10^3 с=2 мВ, а от тока смещения (30 пкА/С) 10^3 с=3 мВ.— *Прим. ред.*

Если остаточный дрейф по-прежнему слишком велик для конкретного случая использования интегратора, то к конденсатору C следует подключить большой резистор R_2, который обеспечит стабильное смещение за счет обратной связи по постоянному току. Такое подключение

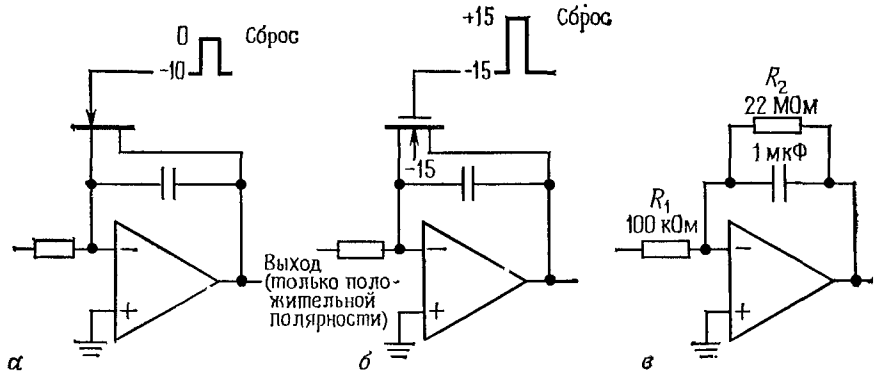


Рис. 3.44.
а — *n*-канальный транзистор с *p-n*-переходом; *б* — *n*-канальный полевой МОП-транзистор

приведет к ослаблению интегрирующих свойств на очень низкой частоте: $f<1/R_2C$. На рис. 3.44 показаны интеграторы, в которых использованы переключатели для сброса на полевых транзисторах и резистор стабилизации смещения. В схемах такого типа может потребоваться резистор обратной связи с очень большим сопротивлением. На рис. 3.45 показан прием, с помощью которого большое эффективное значение сопротивления обратной связи создается за счет резисторов с относительно небольшими сопротивлениями. Представленная цепь обратной связи работает как один резистор с сопротивлением 10 МОм в стандартной схеме инвертирующего усилителя с коэффициентом усиления по напряжению, равным —100. Достоинство этой схемы состоит в том, что она позволяет использовать удобные сопротивления резисторов и не создает опасности из-за влияния паразитной емкости, которую всегда нужно учитывать при работе с большими резисторами.

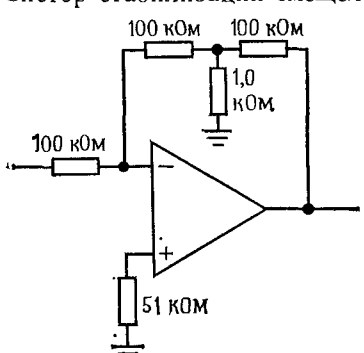


Рис. 3.45.

3.19. Дифференциаторы

Дифференциаторы подобны интеграторам, в них только меняются местами резистор R и конденсатор C (рис. 3.46). Инвертирующий вход ОУ заземлен, поэтому изменение входного напряжения с некоторой

скоростью вызывает появление тока $I=C(dU_{вх}/dt)$, а следовательно, и выходного напряжения: $U_{вх}=-RC(dU_{вх}/dt)$. Дифференциаторы имеют стабилизированное смещение, неприятности создают обычно шумы и нестабильность работы на высоких частотах, что связано с большим усилением ОУ и внутренними фазовыми сдвигами. В связи с этим следует ослаблять дифференцирующие свойства схемы на некоторой максимальной частоте. Обычно для этого используют метод, который

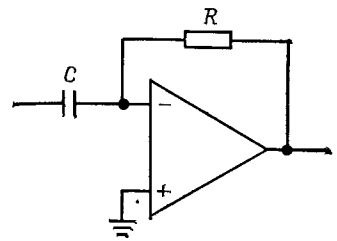


Рис. 3.46.

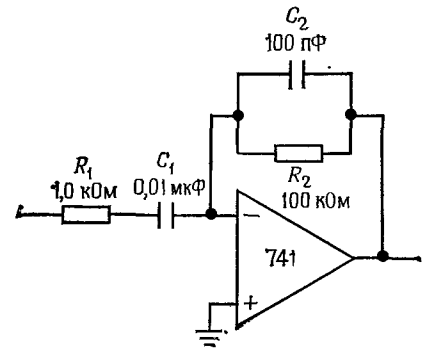


Рис. 3.47.

показан на рис. 3.47. Компоненты R_1 и C_2, с помощью которых создается спад, выбирают с учетом уровня шума и ширины полосы пропускания ОУ. На высоких частотах благодаря резистору R_1 и конденсатору C_2 схема начинает работать как интегратор.

Работа ОУ с одним источником питания. Для работы операционного усилителя не требуется иметь стабилизированные источники питания ±15 В. Можно использовать расщепленные источники более низкого напряжения или несимметричные источники (например, +12 В и —3 В), которые обеспечивают полный диапазон напряжения питания ($U_+—U_-$), согласно спецификации ОУ (см. табл. 3.1). Часто подходящими оказываются нестабилизированные источники напряжения, так как благодаря отрицательной обратной связи обеспечивается высокое значение коэффициента ослабления влияния напряжения источника питания (для ОУ типа 741 типичным является значение 90 дБ). Во многих случаях бывает удобно, чтобы ОУ работал от одного источника питания, например +12 В. Это можно делать и с обычным ОУ, создав «искусственное опорное напряжение» относительно земли, если позаботиться об обеспечении минимально необходимого питания, обеспечивающего диапазоны выходного и входного синфазного напряжения. В некоторых современных операционных усилителях во входной и выходной диапазоны входит и напряжение отрицательного источника (т. е. потенциал земли при работе с одним источником питания). Для таких ОУ возможность работы с одним источником особенно заманчива благодаря простоте. Однако имейте в виду, что наиболее распространено использование расщепленных симметричных источников питания.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

3.20. Смещение усилителей переменного тока, использующих один источник питания

Для операционных усилителей общего назначения типа 741 размах напряжения на входах и на выходе обычно меньше диапазона напряжения питания (по абсолютной величине) на 1,5 В. Если вывод U_- соединить не с источником напряжения, а с землей, то ни на входах, ни на выходе напряжение не будет равно потенциалу земли. Если же создать опорное напряжение (равное, например, 0,5 U_+), то с его помощью можно сместить ОУ, и он будет работать так, как требуется (рис. 3.48). Эта схема представляет собой усилитель звуковых частот с усилением 40 дБ. Опорное напряжение $U_{оп}$=0,5 U_+ обеспечивает полный размах выходного напряжения, равный приблизительно 17 В от пика до пика (около 6 В эфф.) без среза вершин сигнала. Конденсаторы на входе и выходе блокируют уровень напряжения постоянного тока, равный $U_{оп}$.

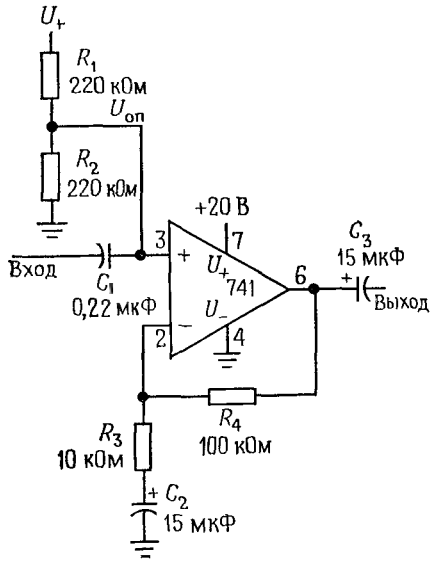


Рис. 3.48.

3.21. Операционные усилители с одним источником питания

Существует два типа операционных усилителей, которые работают с одним источником положительного напряжения:

1. Операционный усилитель типа LM324 (четыре ОУ в одной ИС)/ LM358 (два ОУ в одной ИС) или μA798 (два ОУ в одной ИС)/799 (один ОУ с цепью настройки нуля). Для этих схем нижний предел диапазона входного синфазного сигнала на 0,3 В ниже, чем U_-, а размах выходного напряжения ограничен снизу значением напряжения U_-. Как на входах, так и на выходе предельное значение напряжения на 1,5 В меньше чем напряжение U_+. (Если требуется, чтобы входной диапазон был ограничен значением U_+, то лучше использовать ОУ типа LM301/ 307 или типа 355; пример использования такого типа ОУ приведен в разд. 5.24, посвященном обсуждению источников постоянного тока.) Для того чтобы понять некоторые тонкости построения таких ОУ, полезно обратиться к принципиальной схеме (рис. 3.49). Она представляет собой дифференциальный усилитель; в качестве активной нагрузки входного каскада использовано токовое зеркало, выходной каскад является двухтактным и обеспечивает ограничение выходного тока.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Запомните следующие основные моменты (напряжение U_- будем называть землей):

Входы: использование на входе $p-n-p$-структуры приводит к тому, что размах напряжения ограничен снизу значением, которое на 0,3 В ниже потенциала земли; при превышении этого предела на любом из входов состояние выхода становится непредсказуемым (например, напряжение на выходе может стать отрицательным).

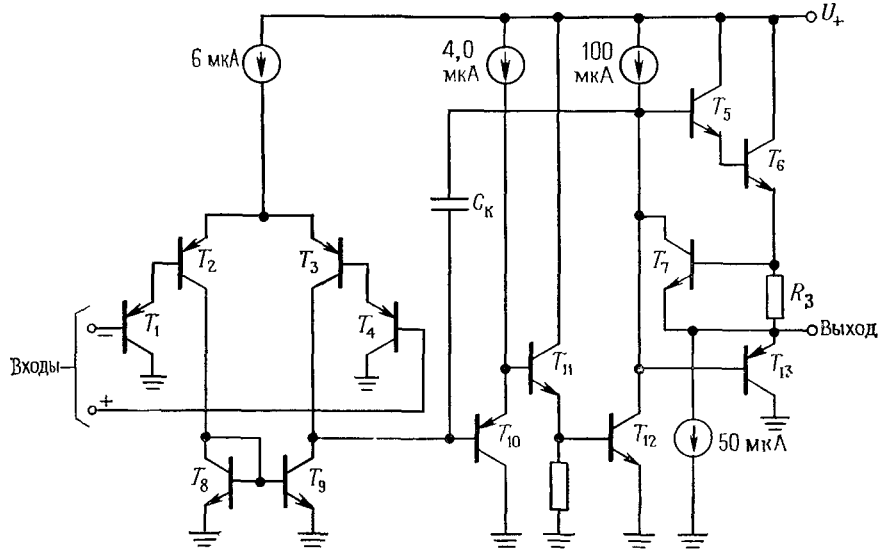


Рис. 3.49. Принципиальная схема распространенных ОУ типа 324 и 358.

Выход: транзистор T_{13} работает при низком выходном напряжении и может принять большой втекающий ток, однако он способен удержать выходное напряжение только на уровне падения напряжения на диоде относительно земли. Более низкие напряжения обеспечивает приемник тока [1] на 50 мкА; это означает, что при низких уровнях выхода (близких к 0 В) нельзя использовать нагрузку, через которую в схему пойдет ток, больший 50 мкА, в противном случае напряжение на выходе не сможет приблизиться к потенциалу земли более чем на величину падения напряжения на диоде. Даже при использовании «хорошей» нагрузки (например, в виде разомкнутой цепи) приемник тока не может приблизить выходное напряжение к потенциалу земли более чем на величину напряжения насыщения (0,1 В). Если надо, чтобы выходное напряжение было в точности равно потенциалу земли, то нагрузка должна отбирать небольшой ток; это может быть, например, заземленный резистор.

[1] В данном случае источник «втекающего» тока специально назван «приемником тока», чтобы подчеркнуть направление тока.— *Прим. ред.*

Примеры схем с этими операционными усилителями будут приведены после того, как мы рассмотрим еще один тип ОУ, работающий с одним источником питания.

2. Операционный усилитель на полевых транзисторах типа CA3130/3160. В выходных каскадах этих ОУ используют комплементарные полевые транзисторы. Когда они полностью открыты, то их сопротивление, включенное между выходом и источником питания (U_+ или U_-), мало. Следовательно, размах выходного напряжения ограничен значениями напряжения источников питания. Кроме того, напряжение на входах может становиться ниже напряжения U_- на 0,5 В. К сожалению, для ОУ типа CA3130 и 3160 полный диапазон питающего напряжения может составлять не более 16 В, а диапазон дифференциального входного напряжения ограничен значениями ±8 В.

Пример: фотометр с одним источником питания. На рис. 3.50 показана типичная схема, в которой удобно использовать один источник питания. Подобную схему мы уже рассматривали выше, когда знакомились с преобразователями тока в напряжение. В связи с тем что схему солнечной батареи можно с успехом использовать в портативных приборах для измерения светового потока, а также потому, что выходное напряжение может быть только положительным, само собой напрашивается желание использовать для этой схемы один источник питания в виде электрической батарейки. Резистор R_1 устраняет влияние входного тока смещения, с помощью резистора R_2 коэффициент передачи устанавливается равным отношению 1 В выходного напряжения на 1 мкА; резистор R_3 служит для регулировки входного напряжения сдвига.

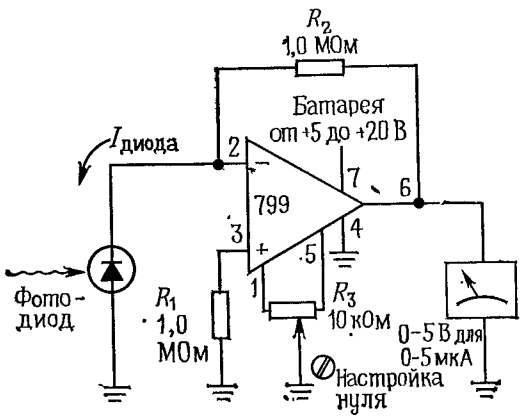


Рис. 3.50.

Схема будет лучше работать при низких уровнях света, если в ней использовать фотодиод, как показано на рис. 3.82, *б*.

КОМПАРАТОРЫ И ТРИГГЕР ШМИТТА

Очень часто бывает нужно установить, какой из двух сигналов больше, или определить, когда сигнал достигнет заданного значения. Например, при генерации треугольных колебаний через конденсатор пропускают положительный или отрицательный ток, полярность тока изменяют в тот момент, когда амплитуда достигает заданного пикового значения. Другим примером служит цифровой вольтметр. Для того чтобы преобразовать напряжение в код, на один из входов компаратора подают неизвестное напряжение, а на другой — линейно-нарастающее напряжение (конденсатор + источник тока). Цифровой счетчик подсчитывает периоды генератора, пока линейно-нарастающее напряжение меньше, чем неизвестное; в момент равенства амплитуд производится считывание результата, полученного на счетчике. Результат пропорционален входному напряжению. Такое преобразование называют интегрированием с одним углом наклона; в более сложных приборах используют интегрирование с двумя углами наклона (см. гл. 9).

3.22. Компараторы

Простейшим компаратором является дифференциальный усилитель с большим коэффициентом усиления, построенный на основе транзисторов или операционных усилителей (рис. 3.51). В зависимости от знака разности входных напряжений операционный усилитель оказывается в положительном или отрицательном насыщении. Коэффициент усиления по напряжению обычно превышает 100 000, поэтому, для того чтобы выход усилителя не насыщался, напряжение на входах должно быть равно долям милливольта. Хотя в качестве компаратора можно использовать (а часто и используют) обычный операционный усилитель, промышленность выпускает специальные интегральные схемы, предназначенные для использования в качестве компараторов. К ним относятся, например, интегральные схемы типа LM306, LM311, LM393 и NE529. Эти кристаллы обладают очень высоким быстродействием и даже не принадлежат к семейству операционных усилителей. Например, для схемы типа NE521 скорость нарастания составляет несколько тысяч вольт в 1 мкс. Для компараторов обычно не используют термин «скорость нарастания», вместо этого говорят о задержке распространения относительно сигнала, заданного на вход.

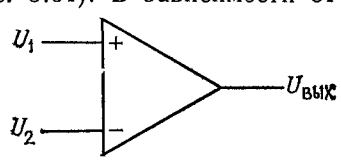


Рис. 3.51.

Выходные каскады компараторов обычно обладают большей гибкостью в применениях, чем выходные каскады операционных усилителей. В обычном ОУ используют двухтактный выходной каскад, который обеспечивает размах напряжения в пределах между значениями напряжения питания (например, ±13 В для ОУ типа 741, работающего от источников ±15 В); в выходном каскаде компаратора эмиттер, как правило, бывает заземлен и выход снимается с «открытого коллектора». С помощью внешнего резистора «притяжения» (это название просто заимствовано из другой области), подключенного к источнику напряжения, можно сделать так, чтобы сигнал на выходе изменялся в пределах, скажем, от +5 В до потенциала земли. В дальнейшем вы уви-

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

дите, что для логических схем точно определяются значения напряжений сигналов, с которыми они должны работать; описанная схема подошла бы для управления логическими схемами типа ТТЛ, получившими широкое распространение в цифровой электронике. Такая схема изображена на рис. 3.52. Напряжение на выходе переключается с уровня +5 В на уровень потенциала земли, когда напряжение на входе становится отрицательным. Эта схема представляет собой пример использования компаратора для аналого-цифрового преобразования.

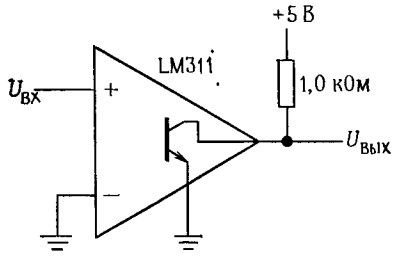


Рис. 3 52

Это первый для нас пример схемы с открытым коллектором; прочитав гл. 8—11, вы увидите, что такую конфигурацию очень часто используют в логических схемах. При желании можно представить, что внешний «притягивающий» резистор дополняет внутреннюю схему компаратора и выступает в качестве коллекторной нагрузки для выходного транзистора $n — p — n$-типа. В связи с тем что выходной транзистор работает как насыщенный или разомкнутый переключатель, строгих требований к величине сопротивления резистора не предъявляют — обычно сопротивление выбирают в диапазоне от нескольких сотен до нескольких тысяч ом; меньшие величины сопротивления обеспечивают большую скорость переключения и повышают помехоустойчивость, правда за счет увеличения рассеиваемой мощности. Между прочим, несмотря на то что компараторы очень похожи на операционные усилители, в них никогда не используют отрицательную обратную связь, так как она понижает стабильность работы этих устройств (см. разд. 3.31—3.33). В то же время положительную обратную связь используют часто, вы убедитесь в этом, прочитав следующий раздел.

Некоторые пояснения по компараторам. Запомните: а) в связи с тем что в схеме нет отрицательной обратной связи, она не подчиняется правилу I; напряжения на входах неодинаковы; б) отсутствие отрицательной обратной связи приводит к тому, что входной импеданс (импеданс для дифференциального сигнала) не стремится принять высокое значение, характерное для операционного усилителя. В результате при срабатывании переключателя наблюдается изменение нагрузки и изменение (небольшое) входного тока; если импеданс управляющей схемы очень велик, то могут возникнуть весьма странные явления; в) в некоторых компараторах размах дифференциального входного сигнала ограничен и составляет иногда всего ±5 В. Внимательно изучайте спецификации на интегральные схемы! Свойства некоторых распространенных компараторов приведены в табл. 9.2 и обсуждаются в разд. 9.07.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

3.23. Триггер Шмитта

Простейшая схема компаратора, представленная на рис. 3.52, имеет два недостатка. При медленно изменяющемся входном сигнале напряжение на выходе также может изменяться достаточно медленно. Более того, если во входном сигнале присутствует шум, то на выходе может происходить дребезг в те моменты, когда напряжение на входе проходит через точку переключения (рис. 3.53). Оба недостатка позволяет устранить положительная обратная связь (рис. 3.54). Резистор R_3 создает в схеме два порога срабатывания в зависимости от состояния выхода. Для приведенного примера нижний порог срабатывания определяется уровнем 4,76 В при условии, что напряжение на выходе равно

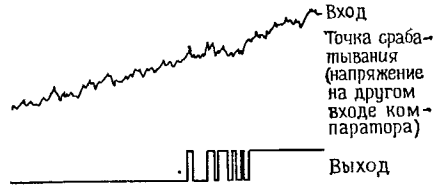


Рис. 3 53.

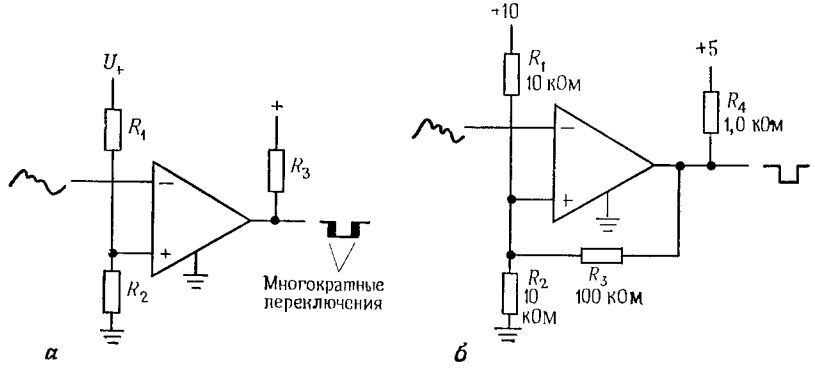


Рис. 3.54.
а — без обратной связи; *б* — с обратной связью.

потенциалу земли (высокий уровень на входе); когда напряжение на выходе равно +5 В, то порог определяется уровнем 5,0 В. Вероят-

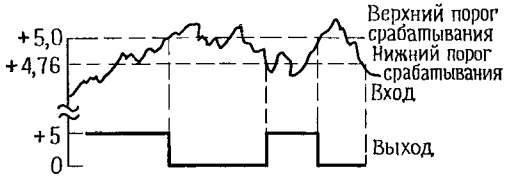


Рис. 3 55.

ность того, что шумовой сигнал на входе вызовет многократные переключения выхода, в данном случае меньше (рис. 3.55). Кроме того, положительная обратная связь обеспечивает быстрое переключение вы-

хода независимо от скорости изменения входного колебания. (Для того чтобы еще больше увеличить скорость переключения, к резистору R_3 часто подключают небольшой ускоряющий конденсатор емкостью 10—100 пФ.) Эта схема и называется триггером Шмитта. (При использовании операционного усилителя «притягивающий» резистор был бы не нужен). Состояние выхода зависит как от входного напряжения, так и от недавней предыстории — это так называемый эффект гистерезиса. Его иллюстрирует представленный на рис. 3.56 график зависимости выходного напряжения от входного.

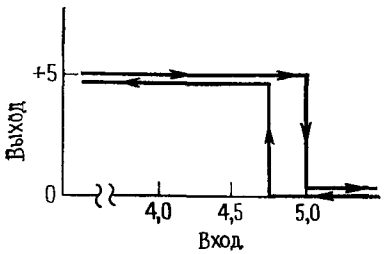


Рис. 3.56.

Дискретная транзисторная схема триггера Шмитта. Для построения схемы триггера Шмитта можно также использовать обычные транзисторы (рис. 3.57). Транзисторы T_1 и T_2 имеют общий эмиттерный резистор. Важно, чтобы коллекторный резистор транзистора T_1 был больше, чем коллекторный резистор T_2. При выполнении этого условия пороговый уровень включения транзистора T_1, который превышает напряжение на эмиттере на величину падения напряжения на диоде, уменьшается при включении транзистора T_1, так как эмиттерный ток больше, если проводит транзистор T_2. Здесь, как и в рассмотренной выше интегральной схеме триггера Шмитта, наблюдается эффект гистерезиса для порогового напряжения триггера [1].

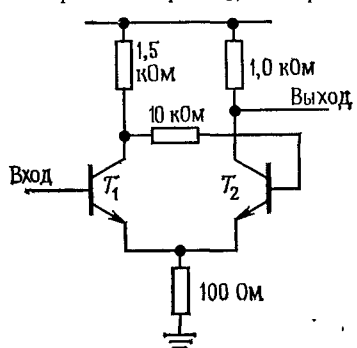


Рис. 3.57.

Упражнение 3.9. Разработайте триггер Шмитта на основе компаратора типа 311 (с открытым коллектором). Пороговые уровни должны быть равны +1,0 В и +1,5 В. К источнику напряжения +5 В подключите «притягивающий» резистор с сопротивлением 1,0 кОм. Для компаратора типа 311 используйте источники питания с напряжением ±15 В.

ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ И УСИЛИТЕЛИ С КОНЕЧНЫМ УСИЛЕНИЕМ

В разд. 3.12 мы упомянули, что конечный коэффициент усиления операционного усилителя при разомкнутой цепи обратной связи ограничивает его возможности при использовании в схеме с обратной связью. В частности, коэффициент усиления при замкнутой цепи

[1] Если порог включения T_1 будет повышаться после его включения, т. е. резистор в его коллекторе будет иметь меньшее сопротивление, чем в коллекторе T_2, то у схемы будет «отрицательный гистерезис», т. е. зона автоколебаний,— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

обратной связи никогда не может стать больше, чем коэффициент усиления при разомкнутой цепи обратной связи, а по мере того как величина коэффициента усиления при разомкнутой цепи обратной связи приближается к величине коэффициента усиления при замкнутой цепи обратной связи, усилитель все дальше отходит по своим характеристикам от идеального. В этом разделе мы оценим количественные отклонения, и вы сможете заранее определять характеристики усилителя с обратной связью, состоящего из реальных (а не идеальных) компонентов. Это будет полезно и при разработке усилителей с обратной связью на основе только дискретных компонентов (транзисторов); для дискретных усилителей коэффициент усиления при разомкнутой цепи обратной связи обычно намного меньше, чем для операционного усилителя [1]. Их выходной импеданс, например, отличен от нуля. Однако если вы будете хорошо разбираться в принципах обратной связи, то это поможет вам получить требуемые характеристики в любой схеме.

3.24. Уравнение для коэффициента усиления

Рассмотрим усилитель, обладающий конечным коэффициентом усиления по напряжению и охваченный петлей обратной связи (рис. 3.58). Коэффициент усиления усилителя при разомкнутой цепи обратной связи равен A, а благодаря обратной связи из входного напряжения вычитается часть выходного напряжения ($BU_{вых}$). В дальнейшем мы обобщим полученные результаты и распространим их и на токи, и на напряжения. Итак, на усилительный блок поступает напряжение, равное $U_{вх}-BU_{вых}$. Выходное напряжение больше входного в A раз: $A(U_{вх}-BU_{вых})=U_{вых}$. Или $U_{вых}=[A/(1+AB)]U_{вх}$, и коэффициент усиления по напряжению при замкнутой цепи обратной связи $U_{вых}/U_{вх}$ равен

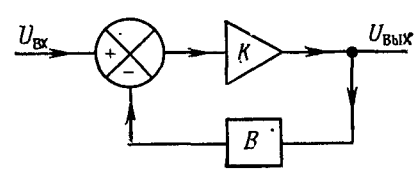


Рис. 3.58.

$$K=A/(1+AB).$$

Принята следующая терминология: K — коэффициент усиления при замкнутой цепи обратной связи, A — коэффициент усиления при разомкнутой цепи обратной связи, AB — коэффициент передачи в петле обратной связи (петлевое усиление), $1+AB$ — глубина обратной связи для дифференциального сигнала, или коэффициент грубости схемы. Цепь обратной связи называют иногда β-цепью (что не имеет никакого отношения к коэффициенту β, т. е. $h_{21э}$, транзистора).

[1] Еще недавно выпускались ОУ на дискретных компонентах с весьма большими коэффициентами усиления,— *Прим. ред.*

3.25. Влияние обратной связи на работу усилителей

Рассмотрим, как влияет обратная связь на работу схемы. Действие обратной связи проявляется прежде всего в том, что можно заранее оценить усиление схемы и уменьшить искажения, а также в том, что изменяются входной и выходной импедансы.

Предварительная оценка усиления. Коэффициент усиления по напряжению равен $A/(1+AB)$. Если считать величину коэффициента A бесконечно большой, то получим $K=1/B$. Этот результат мы получили раньше, когда рассматривали неинвертирующий усилитель, в котором сигнал обратной связи подавался на инвертирующий вход с помощью делителя напряжения, подключенного к выходу. Коэффициент усиления по напряжению при замкнутой цепи обратной связи представляет собой величину, обратную коэффициенту передачи делителя напряжения. В том случае, когда коэффициент A ограничен, обратная связь все равно уменьшает влияние изменений A (происходящих под воздействием частоты, температуры, величины сигнала и т. п.). Допустим, например, что зависимость коэффициента A от частоты можно представить в виде графика, показанного на рис. 3.59. Усилитель с такой характеристикой, без всякого сомнения, можно отнести к числу плохих (коэффициент усиления изменяется в 10 раз). Представим, что мы ввели обратную связь и $B=0{,}1$ (подойдет простой делитель напряжения). Коэффициент усиления при замкнутой цепи обратной связи изменяется от $1000/[1+(1000\cdot 0{,}1)]$, или 9,9, до $10\,000/[1+(10\,000\cdot 0{,}1)]$, или 9,99. В том же диапазоне частот изменение коэффициента усиления составляет всего 1%. Если пользоваться терминологией, принятой в технике звуковых частот, то неравномерность характеристики усилителя без обратной связи в полосе частот составляет ± 10 дБ, а при наличии обратной связи неравномерность характеристики составляет всего $\pm 0{,}04$ дБ. Если включить последовательно три таких каскада, то коэффициент усиления вновь будет равен 1000, а неравномерность останется почти такой же малой, как у одного каскада с обратной связью. Подобная задача (а именно необходимость получения плоской характеристики телефонного усилителя) привела к изобретению отрицательной обратной связи. Изобретатель Гарольд Блэк писал (журнал *Electrical Engineering*, 53, 114 (1934)): «...Установлено, что если взять усилитель, коэффициент усиления которого больше, чем нужно, скажем на 40 дБ (10 000-кратный запас по мощности), а затем подключить к нему цепь обратной связи таким образом, чтобы погасить избыточное усиление, то оказывается, что постоянство усиления заметно улучшается, а линейность увеличивается».

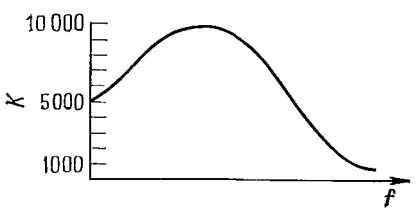


Рис. 3.59.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Нетрудно показать, что уменьшение относительных изменений коэффициента усиления при замыкании петли обратной связи определяется величиной коэффициента грубости: $\Delta K/K=[1/(1+AB)]\Delta A/A$. Следовательно, для получения хорошей характеристики необходимо, чтобы коэффициент петлевого усиления AB был значительно больше единицы. Это равносильно условию, согласно которому коэффициент усиления при разомкнутой петле обратной связи должен быть намного больше, чем коэффициент усиления при замкнутой петле обратной связи.

Увеличение стабильности сопровождается уменьшением нелинейности, которая определяется изменениями коэффициента усиления в зависимости от уровня сигнала

Входной импеданс. При построении схемы с обратной связью из входного напряжения или тока вычитается некоторая часть, пропорциональная выходу (такую обратную связь называют соответственно последовательной или параллельной [1] обратной связью). Например, в неинвертирующем ОУ часть выходного напряжения вычитается из дифференциального напряжения, действующего на входе, а в инвертирующем происходит вычитание части входного тока. В этих двух случаях обратная связь противоположным образом влияет на входной импеданс. Обратная связь со сложением напряжения увеличивает входной импеданс при замкнутой петле обратной связи в $(1+AB)$ раз (по сравнению с разомкнутой схемой), в то же время обратная связь со сложением тока уменьшает его во столько же раз. При стремлении коэффициента передачи петли обратной связи к бесконечности входной импеданс (со стороны входа усилителя) стремится к бесконечности или к нулю соответственно. Это и понятно, так как обратная связь со сложением напряжения стремится вычесть из входного такой сигнал, что в результате падение напряжения на входном сопротивлении усилителя будет меньше в AB раз; это своего рода следящая связь. Обратная связь со сложением тока уменьшает сигнал на входе усилителя, подавляя его током, текущим по цепи обратной связи.

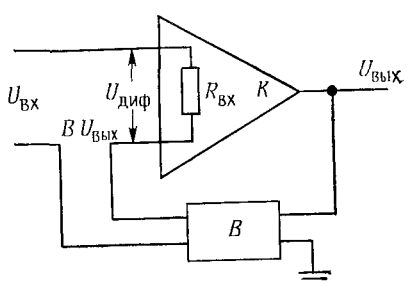


Рис. 3.60.

Посмотрим, как обратная связь меняет действующее значение входного импеданса на примере обратной связи со сложением напряжений. Аналогичные рассуждения вы можете провести и для второго случая. Используем модель ОУ с конечным входным сопротивлением (рис. 3.60). Входное напряжение $U_{вх}$ уменьшается на величину $BU_{вых}$, и на входах усилителя действует диф-

[1] Или обратной связью со сложением (алгебраическим) напряжения или обратной связью со сложением тока.— *Прим. ред.*

ференциальное напряжение $U_{диф}=U_{вх}-BU_{вых}$. Входной ток при этом равен

$$I_{вх}=\frac{U_{вх}-BU_{вых}}{R_{вх}}=\frac{U_{вх}\,[1-AB/(1+AB)]}{R_{вх}}=\frac{U_{вх}}{(1+AB)\,R_{вх}}.$$

Отсюда действующее значение входного сопротивления равно

$$R'_{вх}=U_{вх}/I_{вх}=(1+AB)\,R_{вх}.$$

Классическая схема неинвертирующего ОУ с обратной связью имеет точно такой вид, как показано на рис. 3.61. Для этой схемы $B=R_1/(R_1+R_2)$, коэффициент усиления по напряжению определяется выражением $K_U=1+R_2/R_1$, для идеального случая коэффициент усиления по напряжению при разомкнутой цепи обратной связи A равен бесконечности и входной импеданс также равен бесконечности. Для конечного коэффициента передачи в петле обратной связи справедливы выражения, полученные выше.

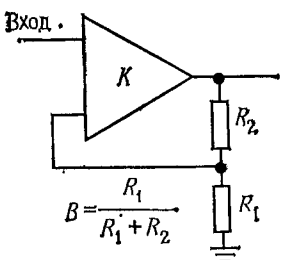


Рис. 3.61.

В случае обратной связи со сложением тока (параллельной) на входе усилителя (инвертирующем) суммируются ток из цепи обратной связи и входной ток (такой усилитель является фактически усилителем с передаточным сопротивлением; он преобразует входной ток в выходное напряжение). Обратная связь уменьшает импеданс со стороны «суммирующего входа» (включая сопротивление резистора обратной связи) в $(1+AB)$ раз. При очень больших значениях коэффициента передачи в петле обратной связи (например, в ОУ) входной импеданс уменьшается до долей ома, что является хорошей характеристикой для усилителей с токовым входом. В качестве примеров можно привести усилитель фотометра (разд. 3.21) и логарифмический преобразователь (разд. 3.14).

Классический инвертирующий ОУ, показанный на рис. 3.62, представляет собой сочетание усилителя с параллельной обратной связью и резистора, подключенного последовательно ко входу. Входной импеданс в этом случае равен сумме сопротивления R_1 и импеданса со стороны суммирующей точки. В идеальном случае, при условии что коэффициент усиления по напряжению в разомкнутой петле обратной связи равен бесконечности, входной импеданс всей усилительной схемы равен просто сопротивлению R_1, а коэффициент усиления равен $-R_2/R_1$.

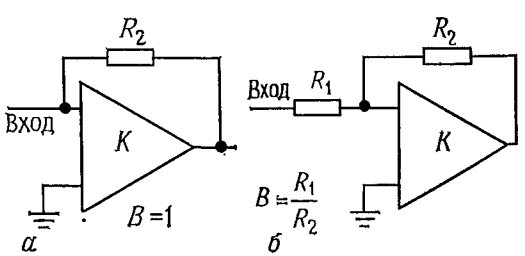


Рис. 3.62. К определению входного импеданса инвертирующего усилителя.

Выходной импеданс. Обратим теперь внимание на то, что цепь обратной связи передает с выхода на вход сигнал, пропорциональный либо выходному напряжению, либо току нагрузки. В первом случае выходной импеданс при замыкании обратной связи уменьшается в $(1+AB)$ раз, а во втором — во столько же раз увеличивается. Рассмотрим это явление на примере напряжения. Начнем с модели, представленной на рис. 3.63. На этой схеме выходной импеданс показан в явном виде. Для упрощения вычислений воспользуемся следующим приемом: замкнем вход накоротко и положим, что выходное напряжение равно U; определив выходной ток I, найдем выходной импеданс $R'_{вых}=U/I$. Напряжение U на выходе создает на входе усилителя падение напряжения, равное $-B/U$, которое в свою очередь создает во внутреннем генераторе усилителя напряжение $-ABU$. Выходной ток при этом равен

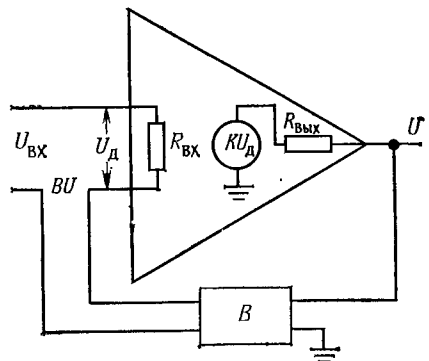


Рис. 3.63.

$$I=\frac{U-(-ABU)}{R_{вых}}=\frac{U\,(1+AB)}{R_{вых}},$$

следовательно, действующий выходной импеданс определяется выражением

$$R'_{вых}=U/I=R_{вых}/(1+AB).$$

Если используется обратная связь по току, т. е. сигнал обратной связи пропорционален току в нагрузке, то выражение для выходного импеданса принимает вид

$$R'_{вых}=R_{вых}\,(1+AB).$$

Можно использовать несколько цепей обратной связи как по току, так и по напряжению. В общем случае выходной импеданс определяется формулой Блэкмана:

$$R'_{вых}=R_{вых}\,[1+(AB)_{к.з}/1+(AB)_{х.х}],$$

где $(AB)_{к.з}$ — коэффициент передачи цепи обратной связи при коротком замыкании выхода; $(AB)_{х.х}$ — коэффициент передачи цепи обратной связи при обрыве цепи нагрузки (на холостом ходу). Таким образом, с помощью обратной связи можно получить нужный выходной импеданс. Это выражение есть обобщение полученных выше результатов для произвольной комбинации обратных связей по току и по напряжению.

Цепь ОС как нагрузка усилителя. Выполняя расчеты для схем с обратной связью, обычно предполагают, что β-цепь не нагружает

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

выход усилителя. В противном случае это следует учесть при расчете коэффициента усиления при разомкнутой петле обратной связи. Точно так же, если подключение β-цепи на входе усилителя влияет на величину коэффициента усиления без обратной связи (обратная связь устранена, но подключение выполнено), следует использовать модифицированный коэффициент усиления разомкнутой петли обратной связи. И наконец, обычно предполагается, что β-цепь является направленной, т. е. она не передает сигнал со входа на выход [1].

3.26. Два примера транзисторных усилителей с обратной связью

Рассмотрим показанный на рис. 3.64 транзисторный усилитель с отрицательной обратной связью.

Описание схемы. На первый взгляд она может показаться сложной, на самом деле в ней нет хитростей и проанализировать ее достаточно легко. Транзисторы T_1 и T_2 образуют дифференциальную пару, а дополнительное усиление ее выходного сигнала обеспечивает усилитель с общим эмиттером на T_3. Резистор R_6 — это резистор коллекторной нагрузки T_3, а двухтактный каскад на транзисторах T_4 и T_5 представляет собой выходной эмиттерный повторитель. Выходное напряжение поступает в цепь ОС, которая состоит из делителя напряжения, образованного резисторами R_4 и R_5 и конденсатором C_2, благодаря которому коэффициент усиления схемы с ОС по постоянному току уменьшается до единицы (для стабилизации режима по постоянному току). Резистор R_3 определяет ток смещения в дифференциальной паре; наличие петли обратной связи, охватывающей схему, гарантирует, что выходное напряжение покоя равно потенциалу земли, а потому оказывается, что ток покоя T_3 составляет 10 мА (падение напряжения на R_6 приблизительно равно $U_{ЭЭ}$). Как уже было показано в разд. 2.14 диоды смещают двухтактный каскад в состояние проводимости, при этом падение напряжения на последовательном соединении резисторов R_7 и R_8 равно падению напряжения на диоде, т. е. ток покоя выходного повторителя равен 60 мА. Это усилитель класса AB, в котором за счет потери мощности в 1 Вт, рассеиваемой каждым выходным транзистором, уменьшаются переходные искажения.

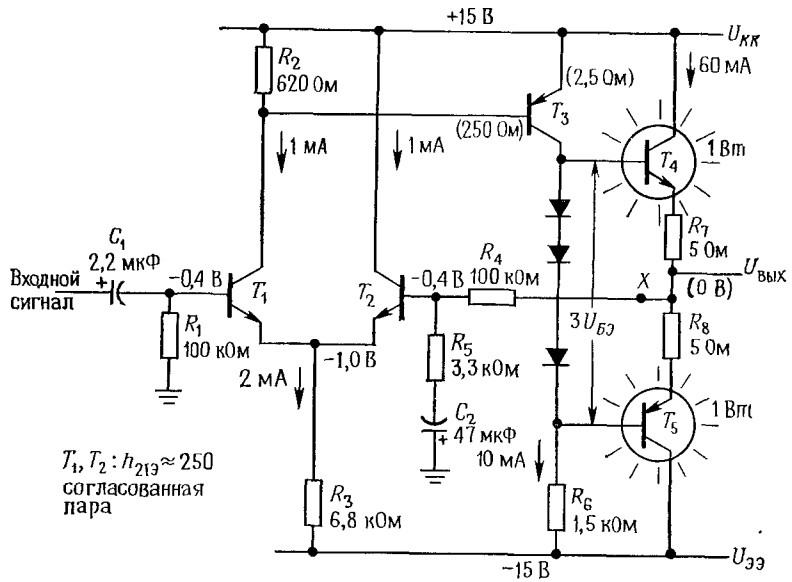


Рис. 3.64. Транзисторный усилитель мощности с отрицательной обратной связью.

[1] В прецизионных схемах приходится учитывать эффекты, связанные с прямым прохождением сигнала на выход по цепи обратной связи.— *Прим. ред.*

С точки зрения рассмотренных ранее схем необычным в этой схеме является только то, что коллекторное напряжение покоя транзистора T_1 меньше напряжения питания $U_{КК}$ всего на величину падения напряжения на диоде. Оно должно быть таким для того, чтобы транзистор T_3 находился в режиме проводимости, а поддерживает это состояние цепь обратной связи. Если, например, коллекторное напряжение транзистора T_1 приблизилось бы к потенциалу земли, то транзистор T_3 начал бы проводить большой ток, при этом увеличилось бы выходное напряжение, а это в свою очередь привело бы к тому, что через транзистор T_2 тоже стал бы протекать большой ток, что вызвало бы уменьшение коллекторного тока в транзисторе T_1 и восстановило бы нарушенный статус-кво. Резистор R_2 подобран таким образом, чтобы ток покоя транзистора T_1 создавал на нем падение напряжения, равное падению напряжения на диоде, тогда в точке покоя коллекторные токи в дифференциальной паре будут приблизительно равны между собой. В этой транзисторной схеме входным током смещения пренебречь нельзя (он равен 4 мкА) — на входных резисторах, имеющих сопротивление 100 кОм, он создает падение напряжения, равное 0,4 В. В подобных схемах транзисторных усилителей входные токи значительно больше, чем в операционных усилителях, поэтому особенно важно, чтобы сопротивления по постоянному току со стороны входов были равны (очевидно, что лучше было бы использовать здесь на входе составной транзистор Дарлингтона).

Анализ схемы. Рассмотрим приведенную схему подробно и определим коэффициент усиления, входной и выходной импедансы и величину нелинейных искажений. Для того чтобы можно было оценить влияние обратной связи, определим эти параметры при разомкнутой и замкнутой цепи обратной связи (учитывая, что при разомкнутой цепи обратной связи смещение практически бесполезно). Для того чтобы оценить влияние обратной связи на линейность, определим коэффициент усиления при напряжениях на выходе, равных +10 В,— 10 В, и напряжении, соответствующем точке покоя (0 В).

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Цепь ОС разомкнута. *Входной импеданс.* Разорвем цепь обратной связи в точке X и заземлим правый конец резистора R_4. Для входного сигнала сопротивление определяется параллельным соединением сопротивления 100 кОм и сопротивления со стороны базы. Последнее состоит из увеличенных в $h_{21Э}$ раз собственного эмиттерного сопротивления T_1 плюс сопротивление со стороны эмиттера T_2, при определении которого надо учесть, что к базе транзистора T_2 подключена цепь обратной связи. Если $h_{21Э}\approx 250$, то $Z_{вх}\approx 250\,[(2\cdot 25)+(3{,}3\ \text{кОм}/250)]$, т. е. $Z_{вх}\approx 16$ кОм.

Выходной импеданс. В связи с тем что сопротивление коллектора транзистора T_3 велико, можно считать, что на выходные транзисторы работает источник с сопротивлением 1,5 кОм (R_6). Выходной импеданс составляет приблизительно 15 Ом ($h_{21Э}\approx 100$) плюс эмиттерное сопротивление, равное 5 Ом, итого 20 Ом. Собственным эмиттерным сопротивлением величиной 0,4 Ом можно пренебречь.

Коэффициент усиления. Сопротивление нагрузки дифференциального каскада определяется параллельным соединением R_2 и базового сопротивления транзистора T_3. В связи с тем что ток покоя транзистора T_3 составляет 10 мА, его собственное эмиттерное сопротивление равно 2,5 Ом, а входное сопротивление со стороны базы —250 Ом ($h_{21Э}\approx \approx 100$). Следовательно, коэффициент усиления дифференциальной пары равен $250\|620$ Ом/2·25 Ом$\approx$3,5. Коэффициент усиления по напряжению второго каскада, на транзисторе T_3, равен 1,5 кОм/2,5 Ом$=$ $=600$. Полный коэффициент усиления по напряжению в точке покоя равен $3{,}5\cdot 600=2100$. Коэффициент усиления T_3 зависит от величины коллекторного тока, и поэтому он существенно изменяется при изменении сигнала от пика до пика — в этом проявляется нелинейность схемы. В следующем разделе приводятся значения коэффициента усиления для трех значений выходного напряжения.

Цепь ОС замкнута. *Входной импеданс.* В схеме использована последовательная обратная связь, поэтому входной импеданс увеличивается в (1+коэффициент передачи петли ОС) раз. Цепь обратной связи представляет собой делитель напряжения с отношением плеч $B=1/30$ на частотах сигнала, следовательно, коэффициент усиления в петле обратной связи равен $AB=70$. Следовательно, входной импеданс определяется параллельным соединением сопротивления $70\cdot 16$ кОм и резистора смещения сопротивлением 100 кОм, т. е. равен приблизительно 92 кОм. Можно считать, что входной импеданс определяется резистором смещения.

Выходной импеданс. В связи с тем что часть выходного напряжения передается на вход, выходной импеданс уменьшается в (1+ коэффициент усиления петли ОС) раз. Следовательно, выходной импеданс равен 0,3 Ом. Отметим, что это импеданс для малого сигнала. Не следует думать, что полный размах выходного напряжения можно получить на нагрузке с сопротивлением, например, 1 Ом. Эмиттерный резистор сопротивлением 5 Ом, присутствующий в выходном каскаде, ограничивает размах большого сигнала. Например, на нагрузке с сопротивлением 4 Ом можно получить размах, равный приблизительно 10 В (от пика до пика).

Коэффициент усиления. Коэффициент усиления равен $A/(1+AB)$. В точке покоя он принимает значение 30, 84, при этом используется точное значение для B. Для иллюстрации стабильности усиления, обусловленной отрицательной обратной связью, ниже приведены значения полного коэффициента усиления по напряжению для схемы при наличии и в отсутствие обратной связи для трех значений выходного напряжения. Очевидно, что отрицательная обратная связь существенно улучшает характеристики усилителя, но справедливости ради следует отметить, что схему можно было бы разработать и так, чтобы ее характеристики при разомкнутой петле обратной связи были лучше; например, в качестве коллекторной нагрузки T_3 можно было бы использовать источник тока, в эмиттерной цепи дифференциальной пары также можно было бы использовать источник тока; это привело бы к уменьшению влияния эмиттерной цепи и т. п. Но если бы схема и была спроектирована хорошо, обратная связь все равно заметно улучшила бы ее характеристики.

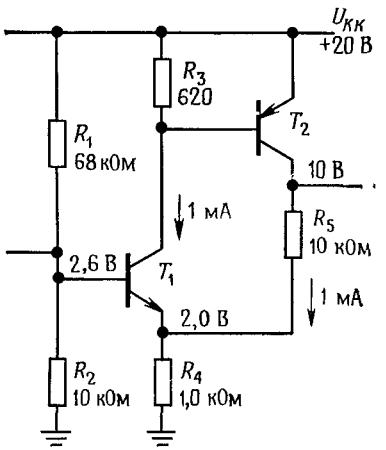


Рис. 3.65.

	Цепь ОС разомкнута			Цепь ОС замкнута		
$U_{вых}$	—10	0	+10	—10	0	+10
$Z_{вх}$, кОм	16	16	16	92	92	92
$Z_{вых}$, Ом	20	20	20	0,3	0,3	0,3
Коэффициент усиления	1360	2100	2400	30,60	30,84	30,90

Двухкаскадный усилитель с ОС. На рис. 3.65 показан еще один транзисторный усилитель с обратной связью. Если рассматривать T_1 как усилитель, который усиливает падение напряжения между базой и эмиттером (вспомним модель транзистора Эберса — Молла), то видно, что обратная связь передает на вход часть выходного напряжения и вычитает его из входного сигнала. В схеме есть небольшая хитрость: дело в том, что коллекторный резистор транзистора T_2 входит еще и в схему обратной связи. Используя описанную выше технику расчета, вы можете показать, что $K_{(\text{разомкн. цепь ОС})}\approx 200$, коэффициент передачи цепи обратной связи ≈ 20, $Z_{вых(\text{разомкн. цепь ОС})}\approx 10$ кОм, $Z_{вых(\text{замкн. цепь ОС})}\approx 500$ Ом и $K_{(\text{замкн. цепь ОС})}\approx 9{,}5$ [1].

[1] Заметим, что обратная связь такого типа существенно повышает $Z_{вх}$ со стороны базы T_1.— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

НЕКОТОРЫЕ ТИПИЧНЫЕ СХЕМЫ С ОПЕРАЦИОННЫМИ УСИЛИТЕЛЯМИ

3.27. Лабораторный усилитель общего назначения

На рис. 3.66 показан «декадный усилитель» со связями по постоянному току с переключениями коэффициента усиления, полосы пропускания и с широким диапазоном смещения выхода по постоянному току. Интегральная схема $ИС_1$ представляет собой неинвертирующий ОУ со входом на полевых транзисторах, усиление изменяется от единицы

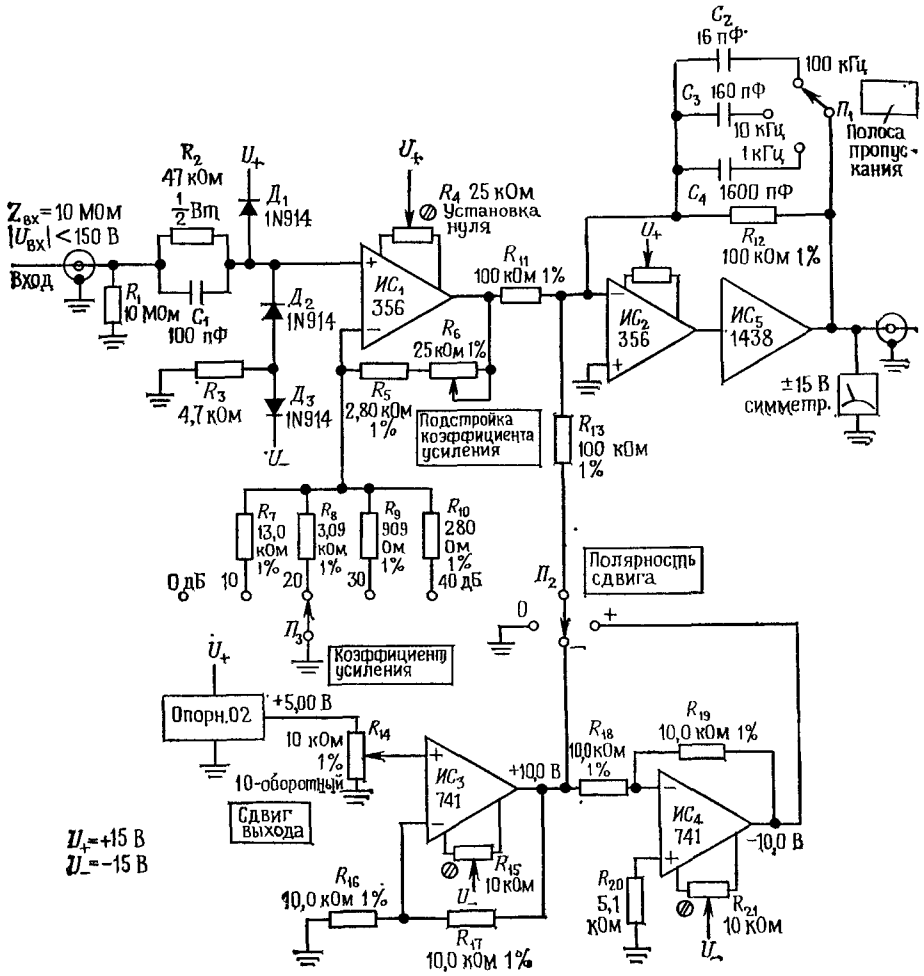


Рис. 3.66. Лабораторный усилитель постоянного тока с регулируемыми усилением, полосой и сдвигом выходного напряжения.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

(0 дБ) до 100 (40 дБ), шаг изменения откалиброван и равен 10 дБ; для подстройки усиления предусмотрен верньер. $ИС_2$ — это инвертирующий усилитель; он обеспечивает смещение выходного напряжения в диапазоне ±10 В; подстройка выполняется с помощью резистора R_{14}, при этом формируется ток, поступающий на суммирующий вход $ИС_2$. Конденсаторы C_2—C_4 устанавливают сопрягающую частоту усиления на высоких частотах, так как часто нежелательно иметь чересчур широкую полосу пропускания сигнала (и шумов). $ИС_5$ представляет собой усилитель мощности для низкоомных нагрузок и кабелей; схема обеспечивает выходной ток в диапазоне ±300 мА.

Некоторые интересные особенности: входной резистор сопротивлением 10 МОм нельзя считать большим, так как ток смещения для ОУ типа 356 составляет 30 пА (ошибка 0,3 мВ при разомкнутом входе). Резистор R_2 в сочетании с диодами $Д_1$ и $Д_2$ ограничивает напряжение на входе ОУ значениями от U_- до U_++0,7 В. Диод $Д_3$ сдвигает напряжение фиксации к U_-+0,7 В, так как диапазон синфазного сигнала ограничен значением U_- (если сигнал выходит за этот предел, то фаза выходного сигнала меняется на противоположную). При использовании показанных на схеме компонентов защиты входной сигнал может изменяться в диапазоне ±150 В, не причиняя схеме вреда.

Упражнение 3.10. Проверьте, что коэффициент усиления схемы имеет указанное значение. Как работает схема переменного сдвига?

3.28. Генератор, управляемый напряжением

На рис. 3.67 показана схема, заимствованная из рекомендаций по применению ИС нескольких фирм-изготовителей. $ИС_1$ представляет собой интегратор, который устроен таким образом, что ток заряда C_1 ($U_{вх}$/200 кОм) изменяет свой знак, а не амплитуду в зависимости от состояния транзистора T_1 (находится в режиме проводимости или отсечки). Схема $ИС_2$ образует триггер Шмитта с пороговыми уровнями, равными $^1/_3U_+$ и $^2/_3U_-$. Транзистор T_1 — это n-канальный полевой МОП-транзистор, который выполняет здесь роль переключателя; его использовать проще, чем схему на биполярных транзисторах, выполняющую такие же функции, но на всякий случай здесь же показана схема с использованием транзисторов n—p—n-типа. И в том, и в другом случае нижний конец резистора R_4 заземлен при высоком уровне напряжения на выходе и разомкнут при низком уровне на выходе.

Особенность этой схемы состоит в том, что она запитана от единственного источника положительного напряжения. В ИС типа 3160 (отличается от 3130 наличием внутренней коррекции) в качестве выходных используются полевые транзисторы, благодаря которым напряжение на выходе изменяется в пределах между потенциалом земли и U_+; при этом пороговые уровни в триггере Шмитта задаются точно и не имеют погрешности смещения, как это происходит при использовании в ОУ обычного выходного каскада, у которого пределы изменения

выходного сигнала не заданы точно. В приведенной схеме частота и амплитуда треугольного сигнала стабильны. Обратите внимание, что частота зависит от отношения $U_{вх}/U_+$; это значит, что если напряжение $U_{вх}$ формируется из напряжения U_+ с помощью резистивного

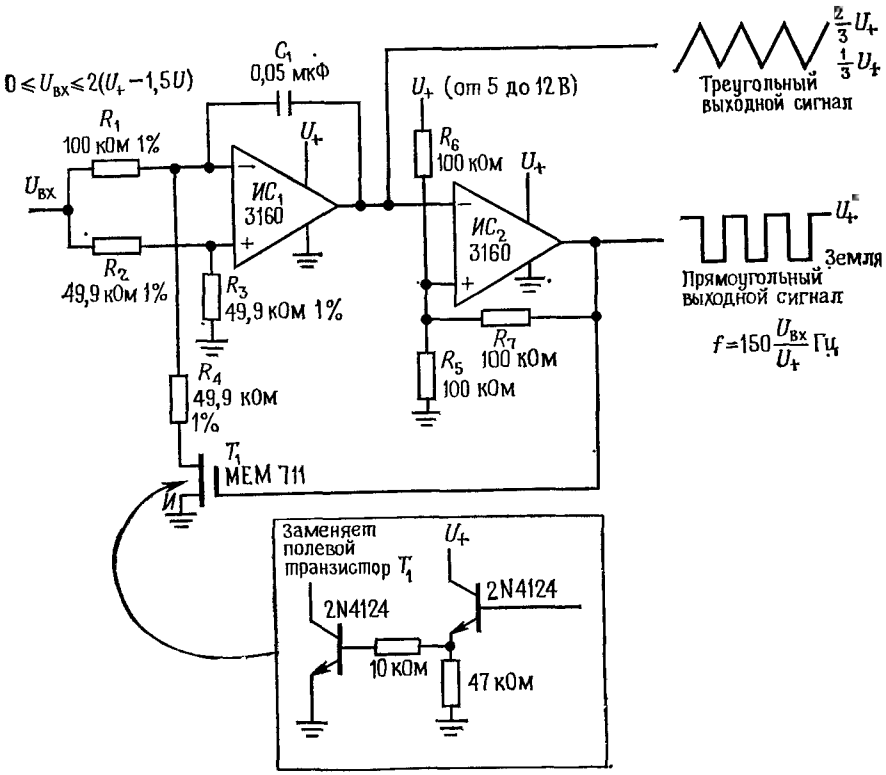


Рис. 3.67. Генератор, управляемый напряжением. (Формулу для $U_{вх}$ следует читать так: $0 \leqslant U_{вх} \leqslant 2\,(U_+ - 1{,}5$ В).— *Прим. ред.*)

делителя (образованного, например, некоторым резистивным преобразователем), то входная частота не будет изменяться с изменением U_+, а только с изменением сопротивления.

Упражнение 3.11. Покажите, что выходная частота определяется выражением f (Гц)$=150U_{вх}/U_+$. Заодно проверьте, чему равны пороги в триггере Шмитта и токи в интеграторе.

3.29. Детектор нуля для ТТЛ-схем

Схема, изображенная на рис. 3.68, формирует прямоугольные колебания для логических схем семейства ТТЛ (имеющих входной диапазон от 0 до +5 В) из входного сигнала переменного тока любой ампли-

туды, не превышающей 100 В. Резистор R_1 в сочетании с диодами $Д_1$ и $Д_2$ ограничивает размах входного сигнала значениями —0,6 и +5,6 В. Резистивный делитель R_2R_3 нужен для того, чтобы ограничить отрицательные значения напряжения на уровне —0,3 В, как то требуется для компаратора типа 393. Резисторы R_5 и R_6 определяют ширину пет-

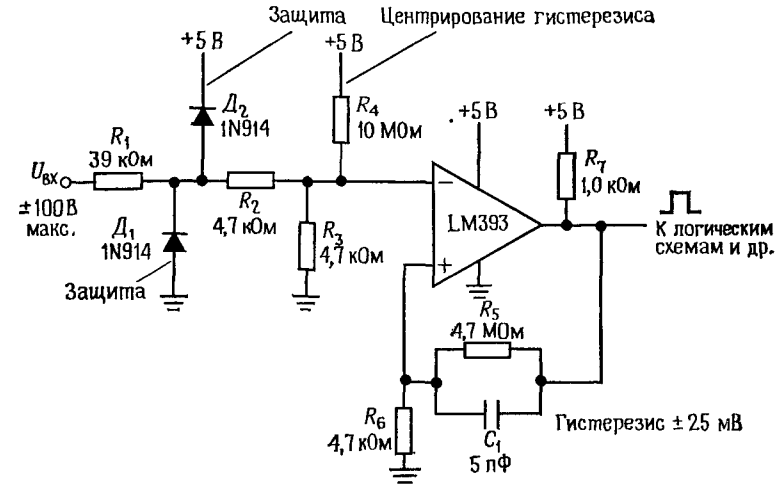


Рис. 3.68. Детектор нулевого уровня с защитой входа.

ли гистерезиса, а резистор R_4 необходим для установки порогов срабатывания триггера симметрично относительно земли. Входное сопротивление сохраняет почти постоянное значение, так как величина сопротивления R_1 велика по сравнению с сопротивлениями других резисторов входного делителя. Интегральная схема типа 393 использована потому, что на ее входах напряжение может изменяться вплоть до потенциала земли, а это позволяет работать с одним источником питания.

Упражнение 3.12. Убедитесь в том, что срабатывание триггера Шмитта происходит на уровнях ±25 мВ.

3.30. Схема измерения тока в нагрузке

В схеме, представленной на рис. 3.69, выходное напряжение пропорционально току в нагрузке. Нагрузка используется в стабилизаторах тока, измерительных схемах и в ряде других случаев. Напряжение на резисторе $R_и$, имеющем 4 вывода, изменяется от нуля до 0,1 В, при этом возможно появление синфазных помех, обусловленных резистивными эффектами в заземлении кабеля (обратите внимание, что источник питания на выходе заземлен). По этой причине ОУ включен как дифференциальный усилитель с коэффициентом усиления, рав-

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

ным 100. Напряжение сдвига регулируется с помощью внешнего резистора R_8, так как в ОУ типа 358 нет внутренней схемы регулировки сдвига (в похожем ОУ типа 799 такая схема есть). Для регулировки можно использовать стабилитрон, который обеспечивает стабильность эталонного напряжения порядка нескольких процентов, так как при настройке схемы нужна небольшая коррекция напряжения

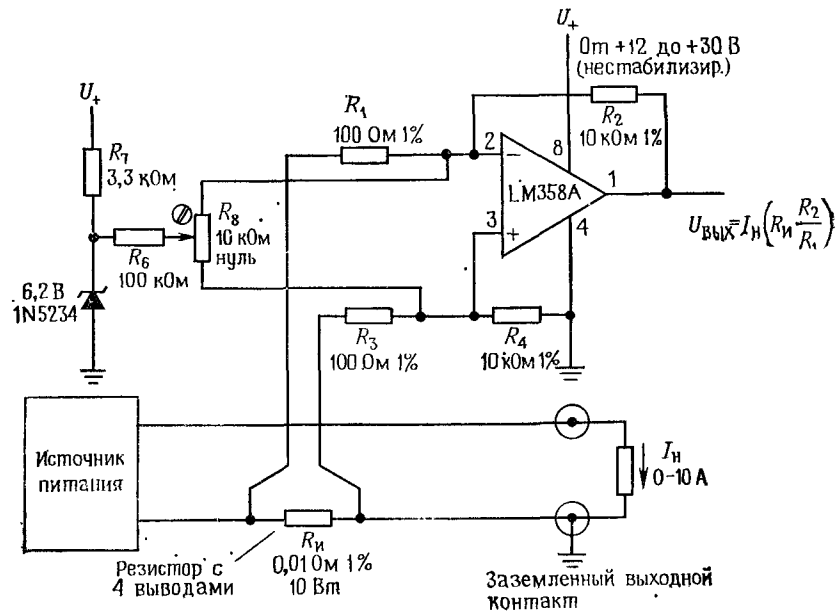


Рис. 3.69. Усилитель для измерения тока в цепях большой мощности.

(по крайней мере, на это надо рассчитывать). Для работы с одним источником был выбран ОУ типа 358, так как на его входах и выходе напряжение может изменяться до потенциала земли. Напряжение U_+ может быть нестабилизированным, величина коэффициента ослабления влияния напряжения источника питания (КОНП) более чем достаточна и составляет в данном случае 100 дБ (типичное значение).

ЧАСТОТНАЯ КОРРЕКЦИЯ УСИЛИТЕЛЕЙ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Если попытаться графически изобразить зависимость коэффициента усиления по напряжению при разомкнутой петле обратной связи от частоты для нескольких операционных усилителей, то получим кривые, подобные показанным на рис. 3.70. Даже поверхностный взгляд на представленные *диаграммы Боде* (кривые зависимости коэффициента усиления и фазы от частоты с использованием логарифмического масштаба) позволяет сделать заключение, что операционный усилитель типа 741 хуже остальных, так как с увеличением частоты его коэффициент усиления при разомкнутой цепи обратной связи уменьшается очень быстро. На самом деле такой спад усиления получают намеренно, и характеристика операционного усилителя совпадает с характеристикой RC-фильтра низких частот, имеющей спад —6 дБ/октава [1]. Операционный усилитель типа 748 подобен операционному усилителю типа 741, но не скорректирован (как и ОУ типа 739). В операционных усилителях бывает предусмотрена внутренняя коррекция, кроме того, промышленность выпускает и нескорректированные ОУ; познакомимся с некоторыми методами частотной коррекции.

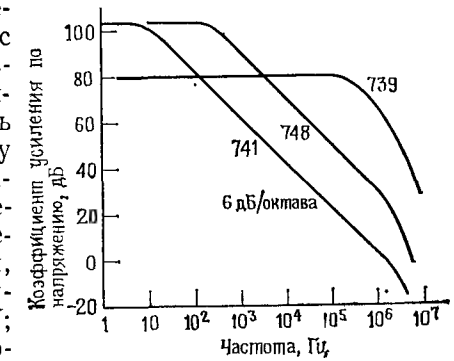


Рис. 3.70.

3.31. Зависимость коэффициента усиления и фазового сдвига от частоты

В операционном усилителе (а в общем, в любом многокаскадном усилителе) начиная с некоторой частоты наблюдается спад коэффициента усиления, обусловленный тем, что усилительный каскад для сигналов, поступающих от источника, имеющего конечный импеданс, является емкостной нагрузкой, и, таким образом, каскад эквивалентен фильтру низких частот. Например, часто входной каскад представляет собой дифференциальный усилитель с нагрузкой в виде токового зеркала (см. схему LM358, изображенную на рис. 3.49), который работает на второй каскад, представляющий собой схему с общим эмиттером. Теперь допустим, что конденсатор, обозначенный на схеме как $C_к$, исключен. Высокий выходной импеданс входного каскада, а также емкость перехода $C_{вх.э}$ и емкость обратной связи $C_{кб}$ (вспомните эффект Миллера, разд. 2.18 и 13.04) последующего каскада образуют фильтр низкой частоты. Точка —3 дБ на характеристике этого фильтра лежит в диапазоне от 100 Гц до 10 кГц.

Уменьшение реактивного сопротивления конденсатора при увеличении частоты вызывает появление спада характеристики с наклоном 6 дБ/октава. На достаточно высоких частотах (которые могут не превышать 1 кГц) импеданс коллекторной нагрузки имеет емкостной характер, в связи с этим $K_U=g_mX_C$, т. е. спад усиления пропорционален $1/f$. Кроме того, выходной сигнал будет сдвинут по фазе на 90° относительно входного. (Спаду усиления соответствует нижний участок («хвост») характеристики RC-фильтра низкой частоты, в котором сопротивление R есть эквивалентное выходное сопротивление источни-

[1] Или 20 дБ/декада.— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

ка, к которому подключена емкостная нагрузка. Однако в схеме не обязательно должны присутствовать реальные резисторы.)

В многокаскадном усилителе на высоких частотах на характеристике усилителя появляются дополнительные точки перегиба, обусловленные тем, что другие усилительные каскады также начинают проявлять свойства фильтров низкой частоты. Зависимость коэффициента усиления всей многокаскадной схемы при разомкнутой цепи ОС от частоты показана на рис.3.71. Спад коэффициента усиления при разомкнутой петле ОС определяется величиной —6 дБ/октава и начинается на некоторой сравнительно невысокой частоте f_1. Он обусловлен емкостным характером нагрузки выхода первого каскада. Спад с таким углом наклона продолжается до тех пор, пока на частоте f_2 не начнет проявлять себя собственная RC-цепь следующего каскада. Начиная с этой точки спад определяется величиной —12 дБ/октава и т. д.[1]

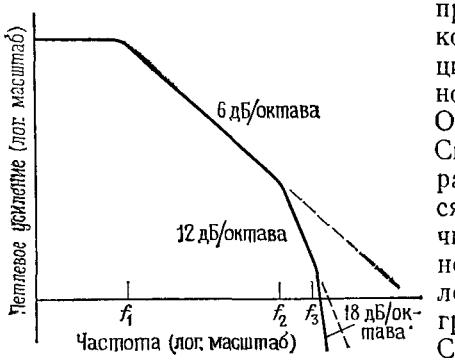


Рис. 3.71.

Что же следует из такой характеристики? Напомним, что для RC-фильтра низкой частоты зависимость сдвига фазы от частоты имеет вид кривой, показанной на рис. 3.72. Каждый фильтр низкой частоты,

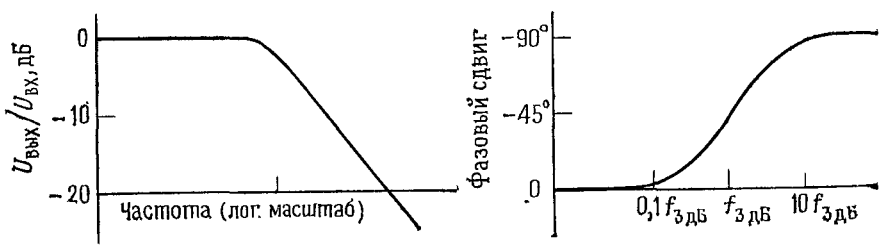


Рис. 3.72.

присутствующий в усилителе, имеет подобную фазовую характеристику, поэтому полный фазовый сдвиг гипотетического усилителя можно представить в виде кривой, изображенной на рис. 3.73.

Здесь вот в чем задача: если этот усилитель включить, например, по схеме повторителя, то возникнут автоколебания. Это связано с тем, что на некоторой частоте фазовый сдвиг при разомкнутой петле обратной связи достигает 180°, при этом коэффициент усиления еще превышает единицу (на этой частоте отрицательная обратная связь превращается в положительную). Этого достаточно для того, чтобы возникла автогенерация колебаний, так как на этой частоте любой сигнал будет сам себя наращивать, проходя по петле обратной связи.

[1] Последовательность «проявления» влияния RC-цепей может быть и иная, результат — тот же,— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

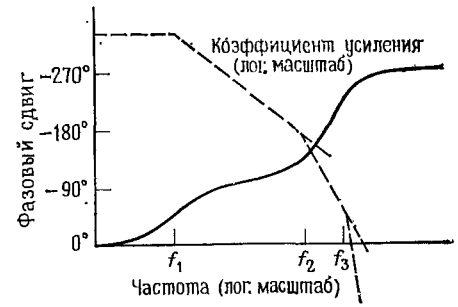


Рис. 3.73.

Критерий устойчивости. Критерий устойчивости усилителя с обратной связью выглядит следующим образом: фазовый сдвиг усилителя при разомкнутой петле обратной связи не должен превышать 180° на частоте, при которой коэффициент передачи цепи обратной связи равен единице. Этот критерий трудней всего удовлетворить, когда усилитель включен как повторитель, так как при этом коэффициент передачи в петле обратной связи равен коэффициенту усиления при разомкнутой петле обратной связи, т. е. наибольшему значению. В операционном усилителе с внутренней коррекцией критерий устойчивости удовлетворяется даже в том случае, когда эти усилители включают по схеме повторителей; в них с помощью простой резистивной схемы обратной связи можно получить любое значение коэффициента усиления при замкнутой цепи обратной связи, при этом они будут работать устойчиво и в них не будут возникать колебания. Мы уже упомянули выше, что для этого намеренно смещают начало спада усиления таким образом, чтобы точка —3 дБ лежала в области низких частот — обычно в диапазоне от 1 до 20 Гц. Покажем, как этого добиваются.

3.32. Методы коррекции усилителей

Однополюсная коррекция. Коррекция должна обеспечить, чтобы на всех частотах, на которых коэффициент передачи цепи обратной связи превышает единицу, фазовый сдвиг при разомкнутой петле обратной связи был меньше 180° (операционный усилитель можно использовать как повторитель, поэтому вместо петлевого усиления можно говорить о коэффициенте усиления при разомкнутой петле обратной связи). Для достижения этой цели проще всего включить в схему достаточную емкость, с помощью которой задать сопрягающую частоту и наклон характеристики, равный —6 дБ/октава. При этом коэффициент усиления при разомкнутой петле обратной связи должен снизиться до единицы на частоте, приблизительно соответствующей точке —3 дБ на характеристике следующего «естественного» RC-фильтра. За счет этого в большей части полосы пропускания фазовый сдвиг при разомк-

нутой цепи обратной связи будет равен 90° и начнет приближаться к 180° только тогда, когда коэффициент усиления станет равным единице. Замысел иллюстрируется рис. 3.74. Без коррекции коэффициент усиления при разомкнутой цепи обратной связи снижается, стремясь к единице, при этом вначале наклон характеристики равен —6 дБ/октава, затем —12 дБ/октава и т. д. В результате, прежде чем коэффициент усиления станет равным единице, фазовый сдвиг будет составлять 180° или более. Если сместить начало первого спада характеристики в область более низких частот (сформировать «вершину» характеристики усилителя), то фазовый сдвиг превысит 90°, только когда коэффициент усиления разомкнутой петли обратной связи приблизится к единице. Таким образом, проиграв в усилении, можно выиграть в устойчивости. У каскада, на который нагружен дифференциальный усилитель, «естественная» сопрягающая частота обычно связана с эффектом Миллера, поэтому коррекция характеристики заключается просто в подключении дополнительной емкости обратной связи к транзистору второго каскада, при этом общий коэффициент усиления двух каскадов по напряжению равен $g_m \times X_C$ или $g_m/2\pi f C_{кор}$ в диапазоне спада частотной характеристики усилителя (рис. 3.75). На практике в обоих каскадах можно использовать транзисторы, соединенные по схеме Дарлингтона.

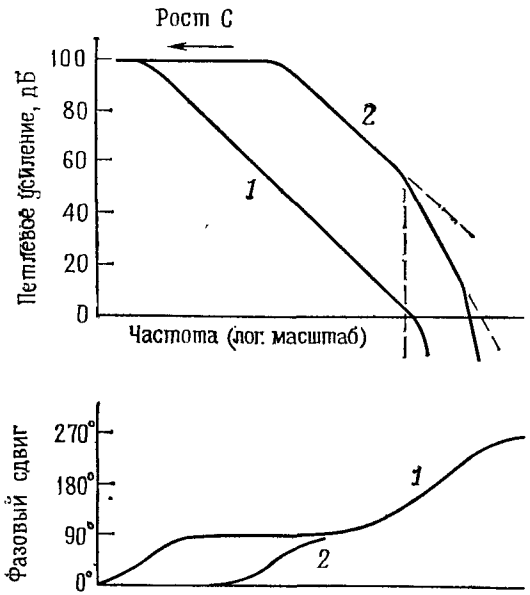


Рис. 3.74.

1 — скорректированный усилитель; *2* — нескорректированный усилитель.

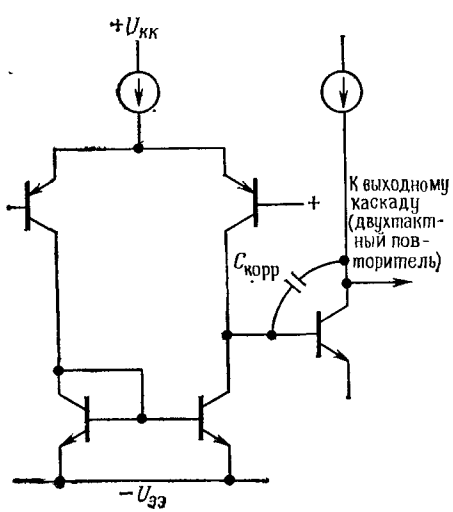


Рис. 3.75. Классический входной каскад ОУ со схемой коррекции.

Если сместить характеристику так, чтобы коэффициенту усиления, равному единице, соответствовала точка —3 дБ начала второго участка спада усиления (—12 дБ/октава), то в худшем случае (для схемы повторителя) запас по фазе будет равен 45°, так как на частоте, соответствующей усилению —3 дБ, *RC*-фильтр вносит сдвиг по фазе на 45°. Следовательно, запас по фазе равен 180° — (90° + 45°), причем сдвиг фазы на 90° будет почти на всем участке характеристики после главного полюса.

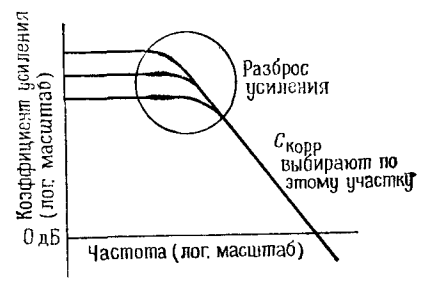


Рис. 3.76.

Коррекция, основанная на использовании эффекта Миллера, имеет то достоинство, что она нечувствительна к изменениям коэффициента усиления по напряжению с температурой или к технологическому разбросу значений коэффициента усиления: чем больше коэффициент усиления, тем в большей степени проявляется емкость обратной связи и тем сильнее смещается характеристика в область низких частот, а частота, соответствующая единичному усилению, сохраняется неизменной. При этом частота, соответствующая точке —3 дБ, начиная с которой действует коррекция, не сохраняется постоянной, а фактически фиксируется частота, в которой характеристика пересекает ось единичного усиления (рис. 3.76).

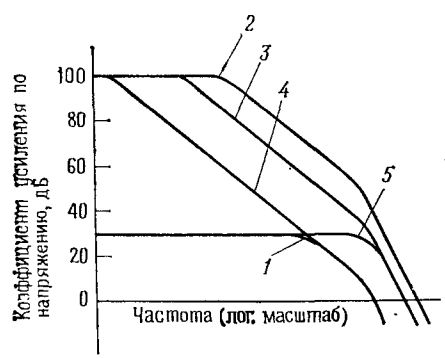


Рис. 3.77.

1 — коэффициент усиления при замкнутой цепи ОС (коррекция для единичного усиления); *2* — коэффициент усиления при разомкнутой цепи ОС (нескорректированный ОУ); *3* — коэффициент усиления при разомкнутой цепи ОС (коррекция для 30 дБ); *4* — коэффициент усиления при разомкнутой цепи ОС (коррекция для единичного усиления); *5* — коэффициент усиления при замкнутой цепи ОС (коррекция для 30 дБ)

Нескорректированные операционные усилители. Если операционный усилитель используется в схеме, для которой коэффициент усиления при замкнутой петле обратной связи больше единицы (не повторитель), то нет необходимости столь сильно смещать вершину характеристики (соответствующую «граничной» частоте фильтра низкой частоты) в область низких частот, так как критерий устойчивости в этом случае выполнить легче из-за меньшей величины коэффициента передачи цепи обратной связи (рис. 3.77).

Если коэффициент усиления при замкнутой цепи обратной связи равен 30 дБ, то коэффициент передачи петли обратной связи (равный отношению коэффициента усиления при разомкнутой цепи обратной

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

связи к коэффициенту усиления при замкнутой цепи обратной связи) для такой схемы меньше, чем для повторителя, поэтому вершина характеристики может располагаться в области более высоких частот. В этом случае делают так, чтобы коэффициент усиления усилителя при разомкнутой петле обратной связи достигал 30 дБ (а не 0 дБ) на частоте, соответствующей следующей точке перегиба характеристики операционного усилителя. Как видно из графика, это означает, что в большей части диапазона частот величина коэффициента усиления при разомкнутой цепи обратной связи больше и усилитель имеет большую полосу пропускания [1]. Промышленность выпускает операционные усилители как в скорректированном, так и в нескорректированном варианте (например, ОУ типа 748 — это нескорректированный ОУ типа 741, то же самое можно сказать о следующих типах ОУ: 308(312), 3130(3160) и. т. п.); для нескорректированных операционных усилителей даются рекомендации по выбору емкостей внешних конденсаторов в зависимости от значений коэффициента усиления при замкнутой цепи обратной связи. Этими рекомендациями полезно воспользоваться в тех случаях, когда нужно расширить полосу пропускания и обеспечить большое усиление. Можно также использовать «подкорректированные» ОУ, например типа 349 или 357, в которых обеспечена внутренняя коррекция для значений коэффициента усиления при замкнутой цепи обратной связи, превышающих некоторый минимум ($K>5$ для ОУ типа 349 и 357).

Коррекция по типу "полюс—нуль" характеристики. Иногда лучший результат, чем при однополюсной коррекции характеристики, можно получить, если использовать схему коррекции, которая сначала обеспечит спад усиления (наклон —6 дБ/октава после полюса характеристики), а затем, начиная с некоторой частоты, ровную характеристику (нуль характеристики) выше частоты, соответствующей второй точке излома «собственной» характеристики операционного усилителя. При таком способе коррекции вторая точка излома характеристики тем самым устраняется и до третьей точки излома происходит плавный спад усиления с наклоном —6 дБ/октава [2]. Частотная характеристика приведена на рис. 3.78. На практике начало нулевого угла наклона задают таким образом, чтобы устранить вторую точку излома характеристики усилителя, а положение первой точки излома устанавливают таким, чтобы полный отклик схемы определялся единичным коэффициентом усиления на частоте, соответствующей третьей точке излома. В технических характеристиках усилителей обычно можно найти рекомендации по выбору компонентов R и C для коррекции по методу «полюс — нуль» наряду с рекомендациями по выбору конденсаторов для однополюсной коррекции.

Как вы узнаете из разд. 13.06, слишком большое смещение низкочастотного полюса в область низких частот приводит к тому, что второй полюс оказывается лежащим в области более высоких частот, чем нуль характеристики. Это явление называют «расщеплением точек излома». Частоту нуля выбирают с учетом этого явления [1].

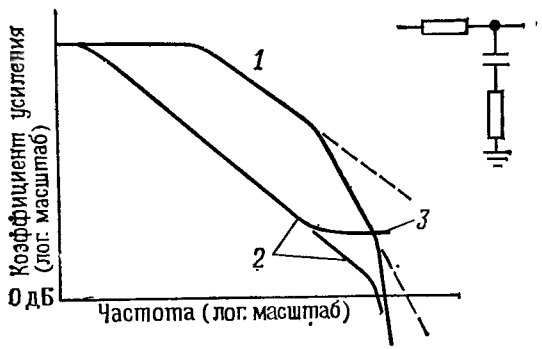


Рис. 3.78.
1 — коэффициент усиления при разомкнутой цепи ОС; *2* — полный отклик; *3* — отклик схемы с коррекцией угла наклона.

3.33. Частотная характеристика цепи обратной связи

Мы предполагали до сих пор, что цепь обратной связи имеет плоскую частотную характеристику; это предположение верно в тех случаях, когда в качестве цепи обратной связи используется резистивный делитель напряжения. Однако иногда возникает необходимость в модификации частотной характеристики усилителя (например, в случае дифференциатора или интегратора) или цепи обратной связи для повышения запаса устойчивости схемы. Запомните, что в таких случаях следует использовать диаграммы Боде для коэффициента передачи всей петли обратной связи, а не графики изменения коэффициента усиления усилителя при разомкнутой цепи обратной связи. Коротко говоря, в идеальном случае кривая зависимости коэффициента усиления при замкнутой цепи обратной связи от частоты должна пересекать кривую зависимости коэффициента усиления при разомкнутой цепи обратной связи под углом 6 дБ/октава. Чтобы этого достичь, очень часто, например в обычных инвертирующих и неинвертирующих усилителях, параллельно резистору обратной связи подключают не-

[1] Точнее, полоса всей схемы сохраняется постоянной. Если коррекцию не ослабить (по сравнению с повторителем), то полоса будет существенно сужена.— *Прим. ред.*

[2] Напомним, что точкам «излома» соответствуют сопрягающие частоты собственных «эквивалентных RC-фильтров» операционных усилителей.— *Прим. ред,*

[1] Вообще говоря, при синтезе частотных характеристик ОУ этот эффект создает определенные проблемы (задача сопряжения пары полюс — нуль).— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

большой конденсатор (емкостью несколько пикофарад). На рис. 3.79 дан пример такой схемы и соответствующей диаграммы Боде.

Если бы частотная характеристика схемы с обратной связью была горизонтальной, то усилитель находился бы на грани неустойчивости, так как в точке пересечения кривых их взаимный наклон составлял бы

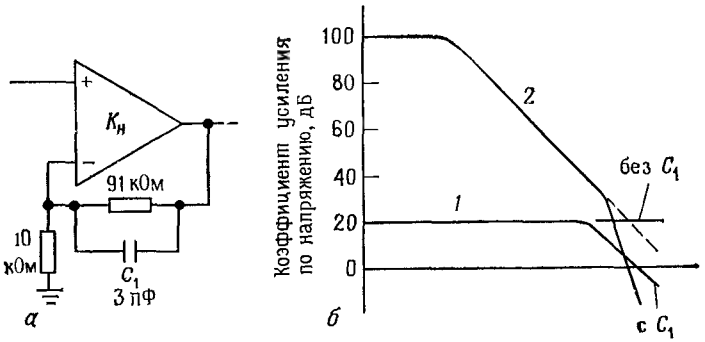


Рис. 3.79.
1 — схема ОС (коэффициент усиления при замкнутой цепи ОС, если $K_н = \infty$);
2 — коэффициент усиления при разомкнутой цепи ОС.

12 дБ/октава. Конденсатор обеспечивает пересечение кривых под углом 6 дБ/октава и гарантирует тем самым устойчивость схемы. Особенно важно не забывать об этом при разработке дифференциаторов, так как в идеальном дифференциаторе коэффициент усиления при замкнутой цепи обратной связи нарастает с подъемом 6 дБ/октава; на некоторой промежуточной частоте необходимо ослабить дифференцирующие свойства схемы, а на высоких частотах обеспечить спад усиления с наклоном —6 дБ/октава. Интеграторы в этом отношении не создают никаких проблем, так как сами по себе обеспечивают спад усиления —6 дБ/октава. Нужно очень постараться, чтобы вызвать автоколебания в интеграторе!

Чему отдать предпочтение? Обычно приходится выбирать между операционным усилителем с внутренней коррекцией и без коррекции. Проще использовать скорректированные усилители, обычно их и выбирают. В настоящее время широкое распространение получил ОУ типа 741 с внутренней коррекцией. Если вам нужна более широкая полоса пропускания и большая скорость нарастания, а коэффициент усиления при замкнутой цепи обратной связи превышает единицу (как чаще всего и бывает), то можно использовать нескорректированный усилитель с внешним конденсатором (и может быть резистором), рекомендуемым для вашего значения коэффициента усиления, или подобрать другой, более быстродействующий скорректированный ОУ. Некоторые усилители, и среди них широкоизвестный ОУ типа 356, предоставляют другую возможность: «подкорректированная» схема

(типа 357) с внутренней коррекцией может быть использована в схемах, для которых коэффициент усиления при замкнутой цепи обратной связи равен 5 и выше.

Пример: источник питания переменного тока частотой 60 Гц. Нескорректированные ОУ предоставляют возможность так изменять схемы коррекции, что легко разрешается проблема, создаваемая дополнительными фазовыми сдвигами, возникающими за счет побочных элементов цепи обратной связи. На рис.3.80 показан наглядный пример. Это усилитель низкой частоты, предназначенный для получения напряжения переменного тока с амплитудой 115 В из синусоидального входного сигнала частотой 60 Гц (получаемого с помощью схемы, описанной в разд. 8.30). Операционный усилитель вместе с резисторами R_2 и R_3 образует усилитель напряжения, имеющий 100-кратное усиление; далее он используется как усилитель с относительно небольшим коэффициентом «разомкнутого» усиления, когда вся схема охватывается общей петлей обратной связи. Выход ОУ управляет двухтактным выходным каскадом, нагруженным на первичную обмотку трансформатора. Цепь общей низкочастотной обратной связи подключается к выходу трансформатора через резистор R_{10} и обеспечивает получение небольших искажений и стабильного выходного напряжения при изменениях тока в нагрузке. Наличие очень больших фазовых сдвигов в трансформаторе на высоких частотах приводит к необходимости введения на высоких частотах дополнительной цепи обратной связи через конденсатор C_3, подключенный к низковольтной обмотке трансформатора. Резисторы R_9 и R_{10} выбраны так, чтобы согласовать глубину обратной связи на всех частотах. Несмотря на то что высокочастотная цепь ОС подключена непосредственно к выходу двухтактного каскада, все равно имеют место фазовые сдвиги, обусловленные реактивной нагрузкой (первичная обмотка трансформатора) на выходные транзисторы. Для того чтобы схема обладала достаточной устойчивостью даже при наличии реактивных нагрузок выхода с напряжением 115 В, в ОУ выполнена избыточная коррекция с помощью конденсатора емкостью 82 пФ (для коррекции по единичному коэффициенту усиления достаточно иметь 30 пф), а связанное с этим сужение полосы пропускания не имеет значения, так как схема используется на низких частотах.

Представленная схема является примером компромиссного решения, так как в идеальном случае желательно иметь как можно большее петлевое усиление для обеспечения стабильного выходного напряжения, устойчивого к изменениям тока в нагрузке. Однако большое петлевое усиление повышает тенденцию усилителя к автоколебаниям, особенно в случае использования реактивной нагрузки. Это связано с тем, что реактивная нагрузка в сочетании с конечным выходным импедансом трансформатора вызывает дополнительный фазовый сдвиг в петле низкочастотной ОС. Так как данная схема предназначена для управления синхронными электродвигателями телескопа (которые

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

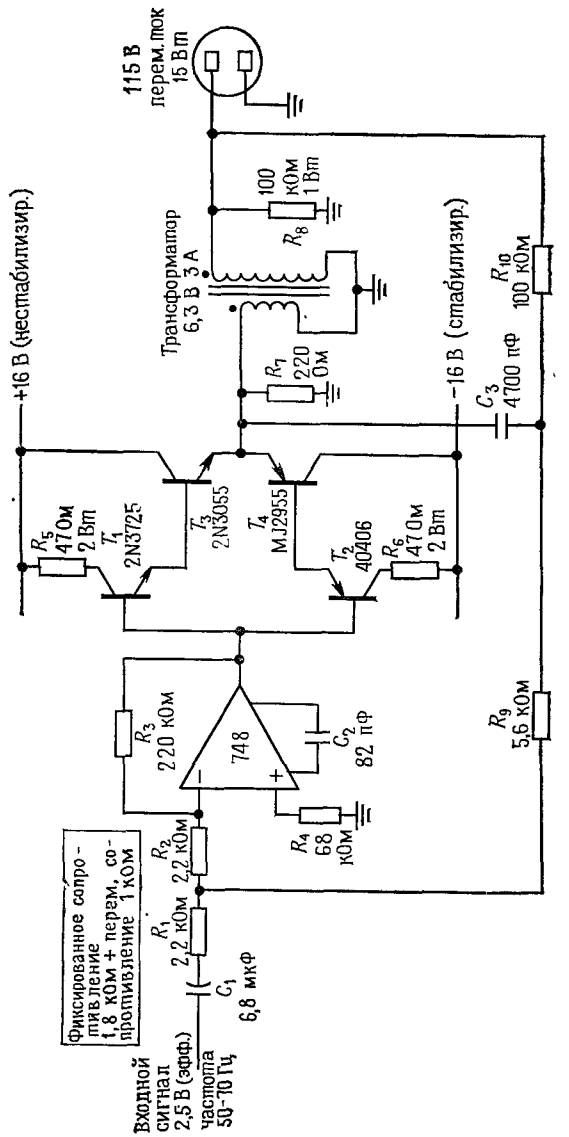


Рис. 3.80. Выходной усилитель для источника питания на 60 Гц.

представляют собой высокоиндуктивную нагрузку), коэффициент передачи петли ОС специально сделан небольшим. Зависимость выходного напряжения переменного тока от нагрузки представлена на рис. 3.81. Судя по кривой, схема обеспечивает хорошую (но не слишком высокую) стабилизацию напряжения.

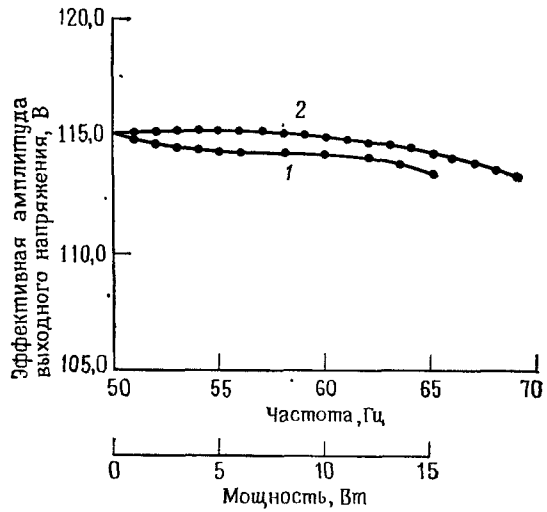


Рис. 3.81.

1 — зависимость выходного напряжения от выходной мощности; *2* — зависимость выходного напряжения от частоты.

Низкочастотные автоколебания. В усилителях с обратной связью, имеющих межкаскадные связи по переменному току, проблемы обеспечения устойчивости могут возникать и на самых низких частотах. Они бывают связаны с накоплением *опережающего* фазового сдвига, который может возникнуть в усилителе, состоящем из нескольких каскадов, соединенных между собой через конденсаторы. Каждый блокирующий конденсатор в сочетании с входным сопротивлением, обусловленным цепями смещения и другими подобными элементами схемы усилителя, создает опережающий фазовый сдвиг на низкочастотном участке характеристики, который на частоте, соответствующей точке −3 дБ, равен 45°, а на более низких частотах приближается к 90°. Если цепь ОС обладает достаточным коэффициентом передачи, то в схеме могут возникнуть низкочастотные колебания, которые иногда называют шумом моторной лодки — «motorboating». В настоящее время, когда при необходимости всегда можно использовать усилители со связями по постоянному току, низкочастотные автоколебания почти никогда на практике не возникают. Тот, кто занимается электроникой давно, наверняка сталкивался с этими явлениями в прошлом [1].

[1] Это явление часто возникает в усилителях мощности низкой частоты при «высыхании» электролитических конденсаторов.— *Прим. ред.*

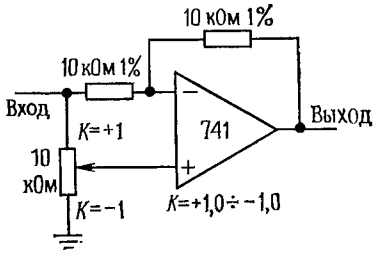
Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

СХЕМЫ, НЕ ТРЕБУЮЩИЕ ПОЯСНЕНИЙ

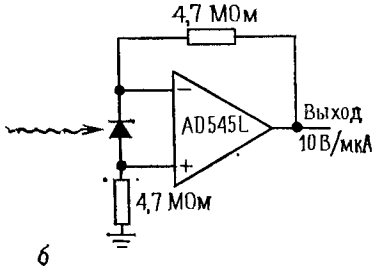
3.34. Полезные схемные идеи

На рис. 3.82 показано несколько интересных и удачных схем, заимствованных в основном из технической документации фирм-изготовителей.

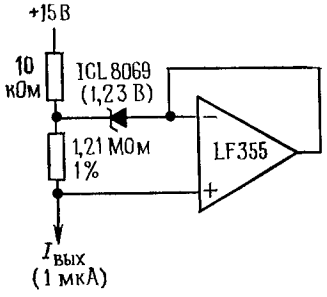
Удачные схемы



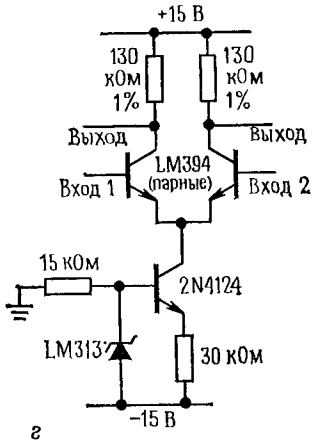
а



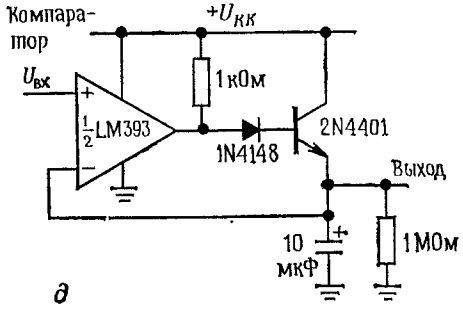
б



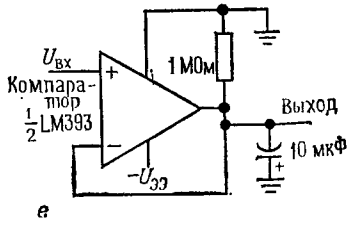
в



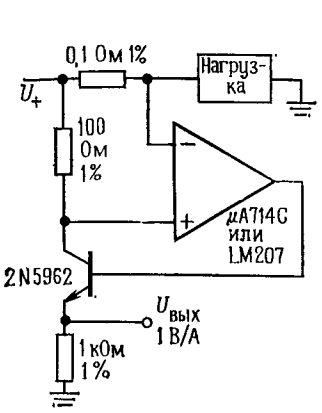
г



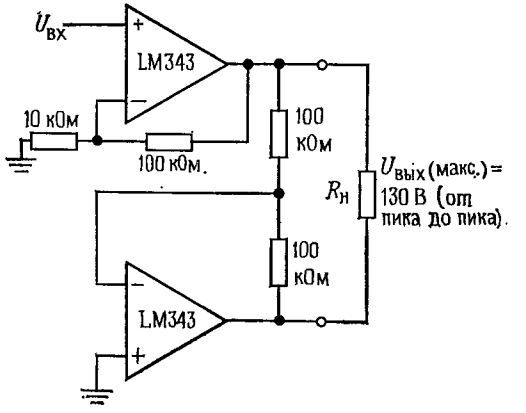
д



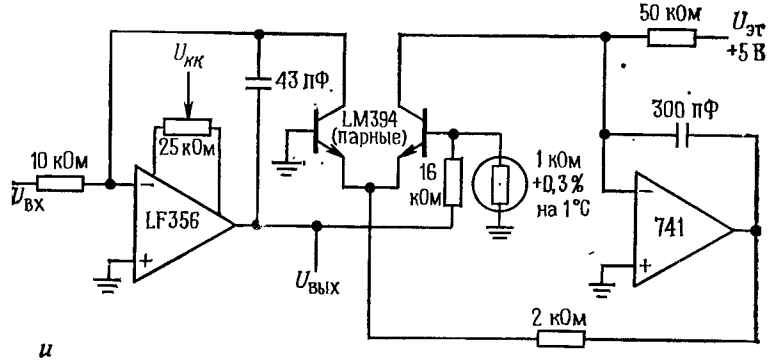
е



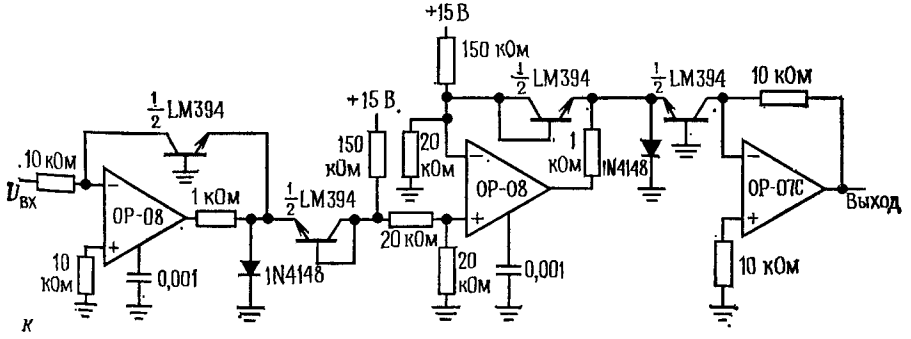
ж



з



и



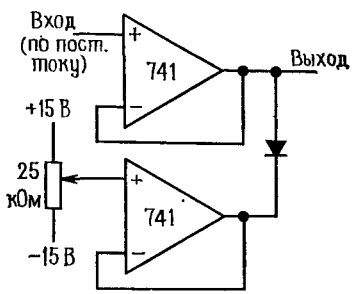
к

Рис. 3.82.

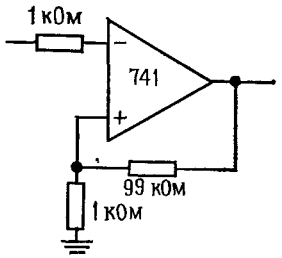
а — переменный коэффициент усиления; *б* — усилитель фототока; *в* — источник тока; *г* — смещение дифференциального усилителя, обеспечивающее нулевой температурный дрейф коэффициента усиления; *д* — детектор положительных пиковых значений; *е* — детектор отрицательных пиковых значений; *ж* — схема управления током; *з* — высоковольтная схема для плавающей нагрузки (коэффициент усиления равен 22 для обоих ОУ: $U_+ = +35$ В, $U_- = -35$ В); *и* — быстродействующий логарифмический преобразователь; *к* — логарифмический преобразователь с температурной компенсацией.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

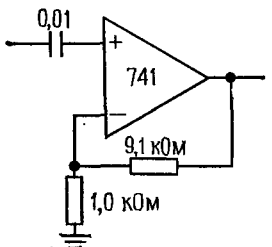
Неудачные схемы



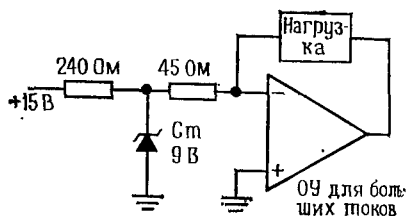
а



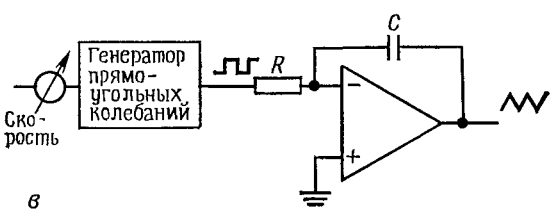
д



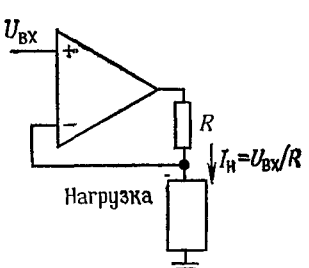
б



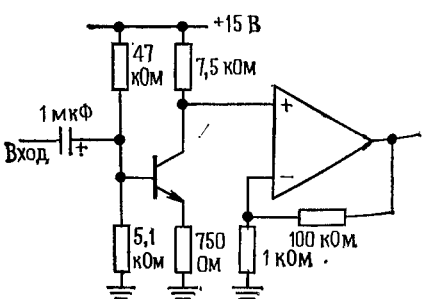
е



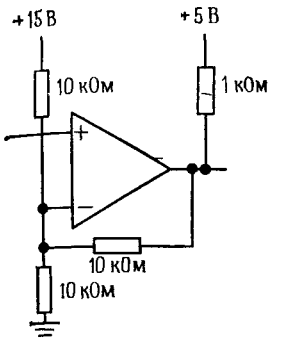
в



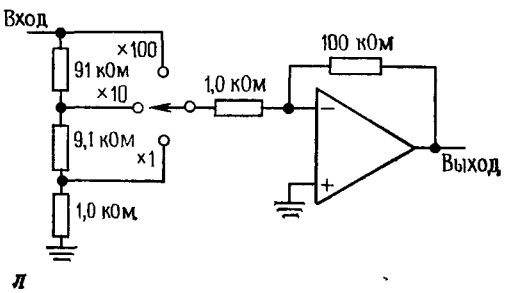
г



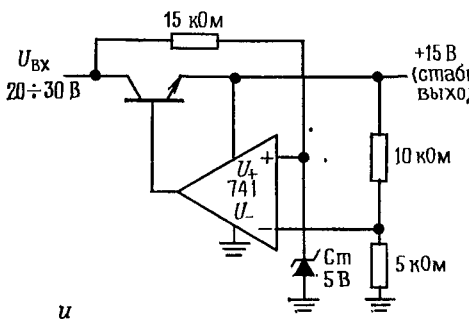
ж



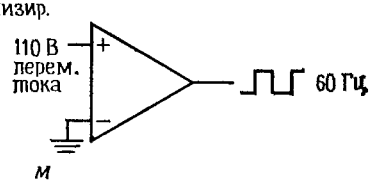
з



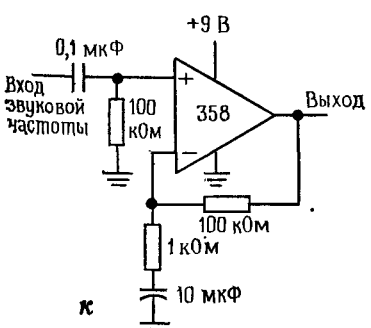
л



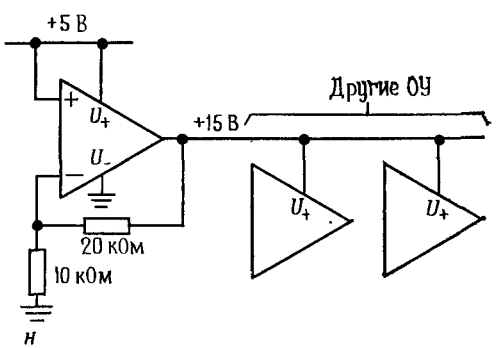
и



м



к



н

Рис. 3.83.

а — регулируемый ограничитель; *б* — 10-кратный усилитель переменного тока; *в* — генератор треугольных колебаний; *е* — источник тока (программируемый напряжением); *д* — 100-кратный усилитель постоянного тока; *е* — источник тока 200 мА; *ж* — выходной каскад на ОУ для усилителя звуковых частот со 100-кратным усилением; *з* — триггер Шмитта; *и* — стабилизатор на 15В; *к* — усилитель звуковых частот с 100-кратным усилением и однополярным питанием; *л* — усилитель постоянного тока с перестраиваемым усилением (×1 — ×100); *м* — детектор нуля; *н* — операционный усилитель в качестве стабилизатора +15В.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

3.35. Негодные схемы

На рис. 3.83 представлена целая коллекция схем, содержащих заведомые ошибки. Пусть они немного вас позабавят и предостерегут от возможных промахов в работе. Среди них есть несколько настоящих чудищ. Можно гарантировать, что они никогда не будут работать. Разберитесь почему. Во всех операционных усилителях используются источники питания ±15В; если используются другие напряжения питания, то они указаны на схемах.

ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ УПРАЖНЕНИЯ

(1) Разработайте схему «чувствительного вольтметра». Он должен иметь $Z_{вх}=1$ МОм и в четырех диапазонах обеспечивать чувствительность от 10 мВ до 10 В. Используйте измерительный прибор с размахом шкалы 1 мА и операционный усилитель. Если потребуется, отрегулируйте сдвиги напряжения. Подсчитайте показания прибора при разомкнутом входе, если: (а) $I_{см}=30$ пА (типичное значение для ОУ типа 355) и (б) $I_{см}=80$ нА (типичное значение для ОУ типа 741). Подумайте о том, какие ограничения следует ввести, чтобы предохранить прибор от повреждений (например, можно ограничить величину тока, чтобы она не превышала 200% полного размаха шкалы), и защитите входы усилителя от напряжений, которые выходят за пределы питающих напряжений. Как вы думаете: подойдет ли для высокоимпедансных измерений сигналов низкого уровня ОУ типа 741?

(2) Разработайте схему усилителя звуковых частот на основе ОУ типа 5534 (имеет низкий уровень шумов, рекомендуется для использования в усилителях звуковых частот). Усилитель должен иметь следующие характеристики: $K=20$ дБ, $Z_{вх}=10$ кОм, точка —3 дБ соответствует частоте 20 Гц. Используйте неинвертирующую схему, предусмотрите, чтобы спад усиления на низких частотах ослаблял влияние входного напряжения сдвига. Разработайте схему с учетом того, что влияние входного тока смещения на выходной сдвиг должно быть минимальным. Учтите, что источник сигнала подключен через конденсатор.

(3) Разработайте схему расщепления фаз (фазоинвертора) с единичным коэффициентом усиления (см. гл. 2) на основе ОУ типа 741. Схема должна иметь высокое входное и низкое выходное сопротивления. Учитывая ограничения по скорости нарастания, оцените грубо максимальную частоту, на которой можно получить полный размах сигнала (27 В от пика до пика при использовании напряжения питания ±15 В).

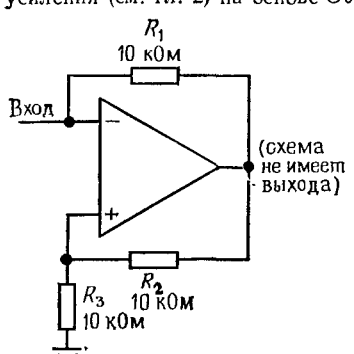


Рис. 3.84.

(4) Усилители мощности звуковых частот фирмы El Cheapo на верхних частотах возбуждаются из-за начинающегося с частоты 2 кГц (точка +3 дБ на характеристике) нарастания усиления +6 дБ/октава. Разработайте простой RC-фильтр, который можно было бы включить между предусилителем и усилителем для компенсации возбуждения. При необходимости RC-фильтр можно построить на ОУ типа AD544 (еще одна интегральная схема, рекомендуемая для использования в звуковом диапазоне частот). Для предусилителя $Z_{вых}=50$ кОм, а для усилителя $Z_{вх}=10$ кОм.

(5) Операционный усилитель типа 741 используется в качестве простого компаратора с одним заземленным входом, т. е. в качестве детектора нулевого уровня. На второй вход поступает синусоидальный сигнал с амплитудой 1 В (частота 1 кГц). Чему равно напряжение на входе, когда напряжение на выходе проходит через уровень 0 В? Положить, что скорость нарастания составляет 0,5 В/мкс, а напряжение насыщения выхода равно ±13 В.

(6) На рис. 3.84 дан пример схемы преобразователя отрицательного сопротивления. (а) Чему равно ее входное сопротивление? (б) Диапазон выходного напряжения ограничен значениями U_+ и U_-. Каков диапазон входного напряжения, в котором схема работает без насыщения?

Рис. 3.85.

(7) Представьте только что рассмотренную схему в виде эквивалентного «черного ящика» с двумя выводами (рис. 3.85). Как с помощью этого двухполюсника построить усилитель постоянного тока с коэффициеитом усиления —10? Почему нельзя сделать усилитель постоянного тока с коэффициентом усиления +10? (Подсказка: в определенном диапазоне сопротивлений источника схема работает как «защелка». Чему равен этот диапазон? Какие меры могут, на ваш взгляд, здесь помочь?)

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Глава 4

АКТИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ И ГЕНЕРАТОРЫ

Целый ряд интересных видов линейных (т. е. нецифровых) схем можно изучать, зная только транзисторы и ОУ. Это позволит читателю твердо усвоить ряд трудных моментов (таких, как нюансы поведения транзисторов, обратная связь, ограничения, свойственные ОУ и т. д.), перед тем как мы приступим к описанию новых устройств и перейдем к обширной области цифровой схемотехники. Поэтому в данной главе кратко рассмотрены активные фильтры и генераторы. Другие аналоговые устройства будут рассмотрены в гл. 5 (стабилизаторы напряжения и сильноточные устройства), гл. 6 (схемы на полевых транзисторах), гл. 7 (прецизионные и малошумящие схемы), гл. 13 (радиочастотная техника) и гл. 14 (измерения и обработка сигналов). В первой части этой главы описывается специализированная аппаратура (активные фильтры, разд. 4.01—4.10), и при первом чтении эту часть можно опустить. Вторую часть (генераторы, разд. 4.11—4.16), в которой описывается аппаратура с широкой областью применения, опускать не следует.

АКТИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ

В гл. 1 обсуждались фильтры, состоящие из резисторов и конденсаторов. Эти простые *RC*-фильтры высоких или низких частот имеют пологие характеристики спада коэффициента усиления 6 дБ/октава после точки, отвечающей значению усиления —3 дБ. Было показано, как построить полосовой фильтр, соединяя каскадно фильтр высоких частот и фильтр низких частот. Характеристика такого фильтра опять же имеет пологие склоны с крутизной 6 дБ/октава. Для многих целей такие фильтры вполне подходят, особенно в тех случаях, когда сигнал, который должен быть отсечен, далеко сдвинут по частоте относительно желательной полосы пропускания. В качестве примеров можно указать шунтирование радиочастотных сигналов в схемах усиления звуковых частот, «блокирующий» конденсатор для отделения уровня постоянного тока и разделение модулирующей и несущей частот.

4.01. Частотная характеристика фильтра

Однако часто возникает необходимость в фильтрах с более плоским горизонтальным участком характеристики в полосе пропускания и более крутыми склонами. Такая потребность существует всегда, когда

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

надо отделить сигнал от близкой по частоте помехи. Немедленно возникает очевидный вопрос: можно ли, соединяя каскадно одинаковые фильтры, например фильтры низких частот, получить фильтр низких частот с характеристикой, близкой к идеальной прямоугольной, как на рис. 4.1.

Мы знаем, что простое каскадное соединение не даст результата, так как входное сопротивление каждой секции звена будет служить существенной нагрузкой для предыдущей секции, ухудшая характеристику. Но если поставить буферы [1] между всеми секциями — звеньями — или сделать полное входное сопротивление каждой секции намного выше, чем у предшествующей, то, казалось бы, можно добиться желаемого эффекта. Тем не менее ответ на поставленный вопрос будет отрицательным. Соединенные каскадно фильтры действительно дадут характеристику с крутым наклоном, но излом этой характеристики не будет резким. Это можно сформулировать так: из многих плавных перегибов не сделать одного крутого. Чтобы показать это наглядно, мы построим несколько графиков частотных характеристик коэффициента усиления, т. е. $U_{вых}/U_{вх}$ для фильтров низких частот, составленных из 1, 2, 4, 8, 16, и 32 идентичных, хорошо разделенных буферными усилителями *RC*-звеньев (рис. 4.2).

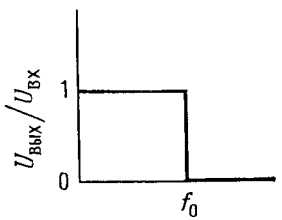


Рис. 4.1.

На первом графике показан эффект от каскадного соединения нескольких *RC*-звеньев, у каждого из которых точка, отвечающая значению —3 дБ, находится на единичной частоте. По мере добавления новых секций эта точка сдвигается по частоте вниз, как легко можно было предсказать. Чтобы сравнение фильтров было корректным, надо таким образом отрегулировать отдельные звенья, чтобы частота, отвечающая значению —3 дБ, была одна и та же для сравниваемых фильтров. Остальные графики на рис. 4.2, как и несколько следующих графиков в этой главе, «нормированы» по частоте, в том смысле, что точка, отвечающая значению —3 дБ (или точка перегиба), находится на частоте 1 рад/с. Чтобы найти характеристику фильтра, у которого точка излома находится на другой частоте, нужно изменить масштаб по оси частот умножением на истинное значение точки излома. Вообще, имея дело с фильтрами, мы будем придерживаться графиков с логарифмическим масштабом по обеим осям, поскольку такой график дает наибольшую информацию о частотной характеристике. Он позволяет увидеть приближение к окончательной крутизне спада и дает возможность считать точное значение ослабления. В данном случае (*RC*-звенья, соединенные каскадно) на нормализованных графиках рис. 4.2, *б* и 4.2, *в* показан плавный изгиб характеристики пассивного *RC*-фильтра.

[1] То есть разделяющие усилители мощности с высоким входным и низким выходным сопротивлениями.— *Прим. ред.*

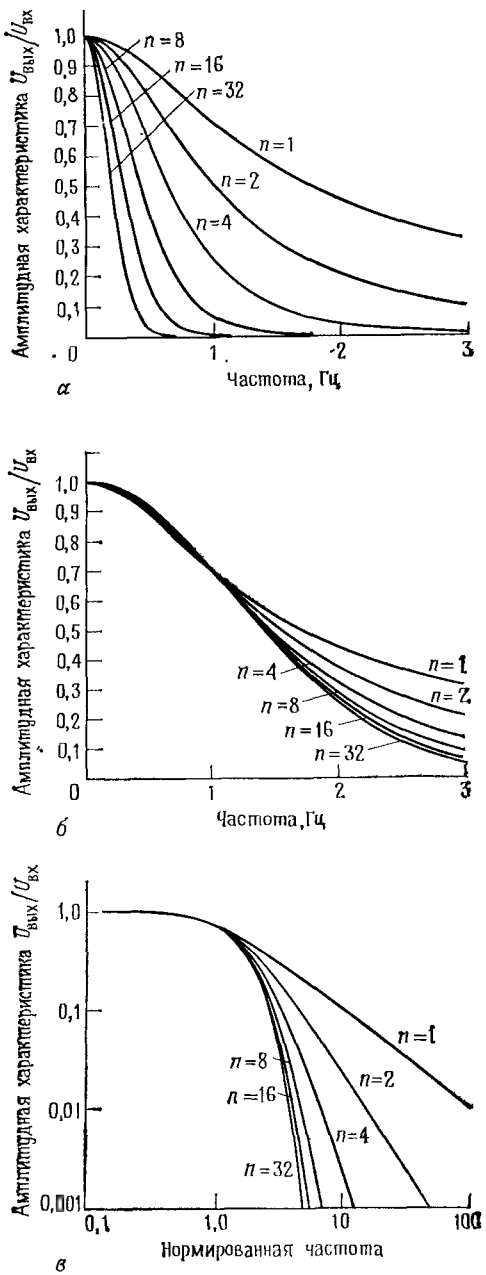


Рис. 4.2. Частотные характеристики многокаскадных *RC*-фильтров.

Графики *а* и *б* выполнены в линейном масштабе, график *в* — в логарифмическом. Характеристики на графиках *б* и *в* нормализованы приведением точки —3 дБ к единичной частоте.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

4.02. Идеальный рабочий режим *LC*-фильтра

Как было показано в гл. 1, фильтры, построенные из конденсаторов и катушек индуктивности, могут иметь весьма заостренные характеристики. Примером этого может служить параллельный резонансный *LC*-контур. Включение в конструкцию катушек индуктивности дает возможность создать фильтр с любой желаемой близостью участка

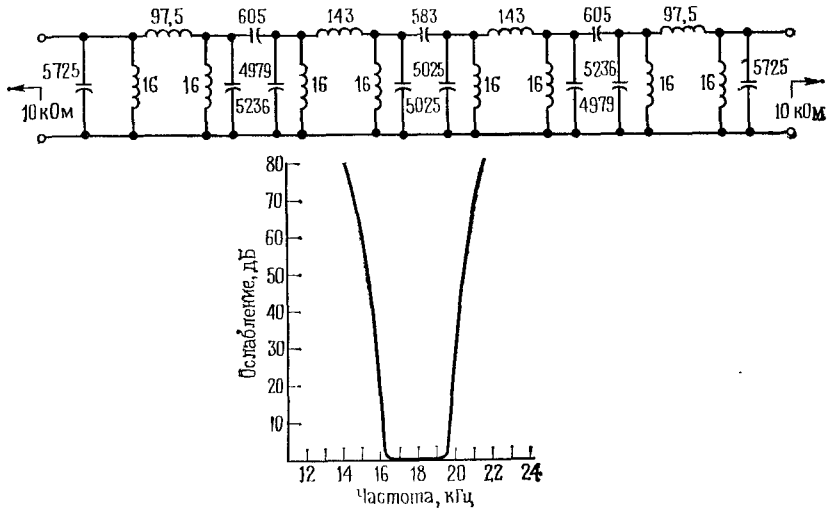


Рис. 4.3.

Вверху: пассивный полосовой фильтр с хорошими параметрами, построенный из конденсаторов и катушек индуктивности; емкость указана в пФ, индуктивность — в мГн. Внизу: экспериментально измеренная характеристика этого фильтра. (На основе рис. 11 и 12 из статьи Orchard H. J., Sheahan D F *IEEE Journal of solid-state circuits*, SC-5, No. 3 (1970).)

характеристики в полосе пропускания к горизонтальной прямой в сочетании с резкостью перехода и крутизной спада вне полосы пропускания. На рис. 4.3. приведены в качестве примера телефонный фильтр и его характеристика.

Очевидно, введение катушек индуктивности в схему дает некий магический эффект, который без них не может быть достигнут. По терминологии теории цепей, эта магия заключается в применении «внеосевых полюсов». Тем не менее сложность фильтра возрастает по мере возрастания требований к горизонтальности и ровности характеристики в полосе пропускания и к крутизне спада вне ее, приводя к увеличению числа компонент по сравнению с предыдущим фильтром. Переходная и фазовая характеристики, вообще говоря, ухудшаются по мере приближения амплитудной характеристики к идеальной прямоугольной форме.

Синтез фильтров из пассивных элементов (R, L, C) — хорошо разработанная область [см., например, авторитетный справочник Зверева (тематические ссылки в конце книги)]. Единственной проблемой

является то, что катушки индуктивности в качестве элементов схемы часто оставляют желать лучшего. Они нередко бывают дорогими и громоздкими, далеки от идеала, поскольку ведут к «потерям», т. е. имеют значительное сопротивление, равно как и другие «патологии», такие, как нелинейность, паразитная емкость обмотки, чувствительность к магнитным помехам. Нужно найти способ построения фильтра без катушек индуктивности с характеристиками идеального *RLC*-фильтра.

4.03. Введение в активные фильтры: обзор

Используя в качестве элемента схемы фильтра ОУ, можно синтезировать характеристику любого *RLC*-фильтра без применения катушек индуктивности. Такие безындукционные фильтры известны под названием «активные фильтры» благодаря включению в их схему активного элемента (усилителя).

Активные фильтры можно использовать в качестве фильтров низких частот, фильтров высоких частот, полосовых и полосоподавляющих фильтров, выбирая тип фильтра в зависимости от наиболее важных свойств характеристики, таких, как равномерность усиления в полосе пропускания, крутизна спада или независимость временного запаздывания от частоты (далее об этом подробнее). Добавим, что можно построить как фазовый фильтр с плоской амплитудной характеристикой, но «сшитой» фазой (он также известен как «фазовыравниватель»), так и наоборот — фильтр с постоянным фазовым сдвигом, но со «сшитой» амплитудной характеристикой.

Преобразователи отрицательного полного сопротивления и гираторы. Есть два интересных схемных элемента, которые следует упомянуть в любом обзоре: это — преобразователь отрицательного полного сопротивления и гиратор. Эти устройства могут имитировать свойства катушек индуктивности, хотя в них используются только конденсаторы и резисторы совместно с ОУ. Раз это так, то мы можем делать безындукционные фильтры с идеальными свойствами *RLC*-фильтров — это по крайней мере один способ построения активных фильтров.

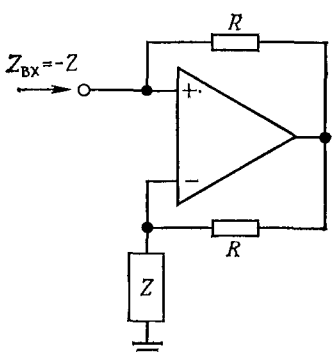


Рис. 4.4. Преобразователь (конвертер) отрицательного полного сопротивления.

Преобразователь отрицательного полного сопротивления преобразует полное сопротивление в ему противоположное (т. е. с обратным знаком), в то время как гиратор преобразует полное сопротивление в обратное (т. е. емкость в индуктивность). Следующее упражнение поможет уяснить, как это происходит.

Упражнение 4.1. Покажите, что схема, изображенная на рис. 4.4, есть преобразователь отрицательного полного сопротивления, в частности что $Z_{вх}=-Z$. Указание: подайте на вход какое-нибудь напряжение и вычислите ток входа. Затем возьмите их отношение, чтобы найти $Z_{вх}=U/I$.

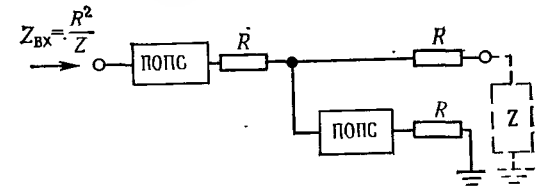


Рис. 4.5. Схема гиратора, построенная на основе преобразователей отрицательного полного сопротивления.

Упражнение 4.2. Покажите, что схема, изображенная на рис. 4.5, есть гиратор, в частности что $Z_{вх}=R^2/Z$. Указание: эту схему можно рассматривать как набор делителей напряжения, начиная справа.

Таким образом, преобразователь отрицательного полного сопротивления превращает конденсатор в «обратную» катушку индуктивности:

$$Z_C = 1/j\omega C \longrightarrow Z_{вх} = j/\omega C$$

в том смысле, что генерируемый ток запаздывает относительно приложенного напряжения, но его полное сопротивление имеет неправильную частотную зависимость (при возрастании частоты оно не растет, а убывает). Гиратор, напротив, превращает конденсатор в элемент с истинной индуктивностью:

$$Z_C = 1/j\omega C \longrightarrow Z_{вх} = j\omega CR^2,$$

индуктивность которого $L=CR^2$ [1].

Существование гиратора делает интуитивно ясным тот факт, что можно построить безындукционный фильтр, имитирующий любой фильтр, использующий катушки индуктивности: просто заменить каждую катушку «гиратированным» конденсатором. Это — вполне корректное применение гираторов, и ранее упомянутый телефонный фильтр построен именно таким способом. Кроме того, простая вставка гираторов в существующие *RLC*-схемы позволяет создавать много иных конфигураций фильтров. Проектирование активных безындукционных фильтров — весьма активно развивающаяся область, и описания новых конструкций появляются в журналах каждый месяц.

Фильтры Саллена и Кея. На рис. 4.6. приведен пример простого фильтра, построенного даже отчасти из интуитивных соображений. Он известен как фильтр Саллена и Кея, по имени изобретателей. В качестве усилителя с единичным коэффициентом усиления может быть взят ОУ, включенный в режиме повторителя, или просто эмиттерный

[1] Напомним читателю, что $1/j=j/j^2=j/(-1)=-j$.— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

повторитель. Данный фильтр является двухполюсным фильтром верхних частот. Заметьте, что это был бы просто двухкаскадный *RC*-фильтр, если бы первый резистор не был соединен с выходом. Легко видеть, что на очень низких частотах спад характеристики такой же, как у *RC*-фильтра, поскольку выходной сигнал практически равен нулю. Рост выходного сигнала при увеличении частоты приводит к уменьшению ослабления в результате действия этого соединения, и за счет этого заостряется излом характеристики. Конечно, такое объяснение на пальцах не может заменить полного расчета, уже, к счастью, проделанного для огромного числа хороших фильтров. Мы вернемся к схемам активных фильтров в разд. 4.06.

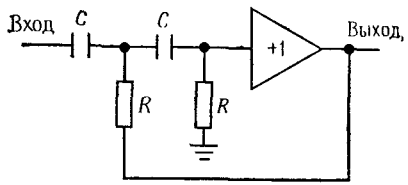


Рис. 4.6.

4.04. Критерии режима работы фильтра Кея

При анализе фильтров и при расчетах их параметров всегда используются некоторые стандартные термины. Имеет смысл придерживаться их с самого начала.

Частотная область. Наиболее очевидной характеристикой фильтра является зависимость коэффициента усиления от частоты; типичный случай — характеристика фильтра низких частот, показанная на рис. 4.7.

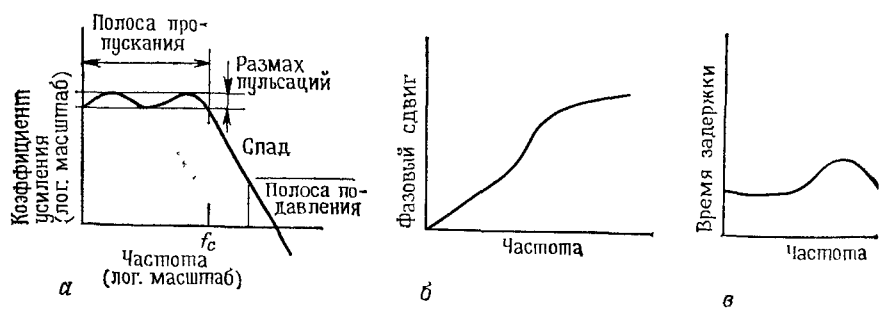


Рис. 4.7. Частотные характеристики фильтров.
а — коэффициент усиления (логарифмический масштаб), *б* и *в* — сдвиг фазы и временное запаздывание (линейный масштаб).

Полоса пропускания — это область частот, которые сравнительно мало ослабляются фильтром. Чаще всего считается, что полоса пропускания простирается до точки, соответствующей значению —3 дБ, но для некоторых фильтров (среди них наиболее замечательны фильтры с «постоянной неравномерностью» или «равновеликими пульсациями») граница полосы пропускания может быть определена несколько

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

иначе. Внутри полосы пропускания характеристика может быть неравномерной, или пульсирующей, с определенной полосой пульсаций или неравномерностью характеристики, как это показано на рисунке. *Частота среза* f_c есть конец полосы пропускания. Далее характеристика фильтра проходит через переходную область, известную также

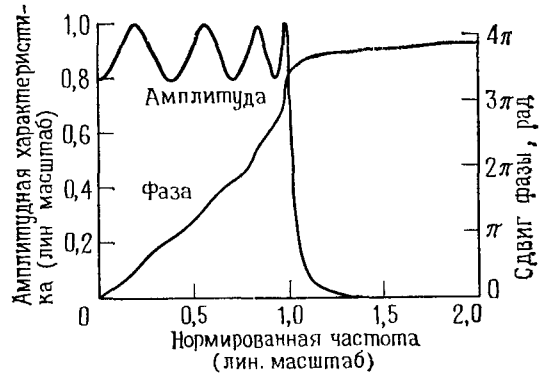


Рис. 4.8. Фазовая и амплитудная характеристики 8-полюсного фильтра Чебышева нижних частот. Размах пульсаций (иеравномериость) 2 дБ.

как «склон» характеристики фильтра к полосе подавления — области значительного ослабления. Полоса подавления определяется некоторым минимальным ослаблением, т. е. 40 дБ.

Наряду с характеристикой коэффициента усиления в частотной области важен и другой параметр — *сдвиг фазы* выходного сигнала по отношению к входному. Другими словами, нас интересует комплексная характеристика фильтра, обозначаемая обычно $H(s)$, где $s=j\omega$; s и H — комплексные величины. Фаза важна постольку, поскольку сигнал, целиком умещающийся по частоте в полосе пропускания, будет искажен, если временное запаздывание при прохождении через фильтр не будет постоянным для различных частот. Постоянное время задержки (для всех частот) соответствует линейному возрастанию сдвига фазы в зависимости от частоты, поэтому термин *фильтр с линейной фазой* применяется к идеальному в этом отношении фильтру. На рис. 4.8 показаны типичные графики сдвига фазы и коэффициента передачи для фильтра низких частот, который явно не является линейно-фазовым. Графики сдвига фазы лучше всего строить в линейном по частоте масштабе.

Временна́я область. Свойства фильтров, как и любых схем переменного тока, могут быть описаны заданием параметров во временной области: временем нарастания, выбросом, пульсациями (автоколебаниями) и временем установления. Эти свойства важны, в частности, там, где могут использоваться импульсные переходные процессы.

На рис. 4.9. показана типичная переходная характеристика фильтра низкой частоты. Время нарастания — это время, необходимое для достижения 90% конечного значения, в то время как время установления — это время, необходимое для того, чтобы попасть в некоторую окрестность конечного значения и там остаться. Выброс и автоколебания — это нежелательные свойства фильтра, смысл которых ясен из их названий.

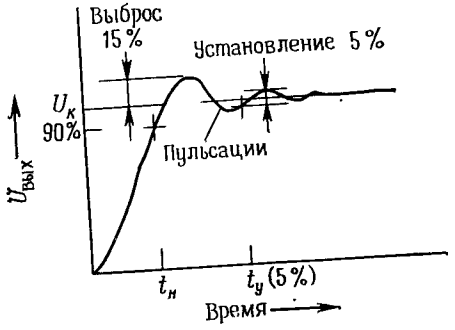


Рис. 4.9.

4.05. Типы фильтров

Предположим, что нам нужен фильтр низких частот с плоской характеристикой в полосе пропускания и резким переходом к полосе подавления. Окончательный наклон характеристики—скорость спада уже в полосе запирания — всегда будет $6n$ дБ/октава, где n — число «полюсов». На каждый полюс понадобится один конденсатор или катушка индуктивности, поэтому требования к окончательной скорости спада, грубо говоря, определяют сложность фильтра.

Предположим, что вы решили использовать 6-полюсный фильтр низких частот. Вам гарантирован окончательный спад 36 дБ/октава на высоких частотах. Теперь можно оптимизировать схему фильтра в смысле выравнивания характеристики в полосе пропускания за счет уменьшения скорости перехода от полосы пропускания к полосе запирания. С другой стороны, допуская некоторую неравномерность характеристики в полосе пропускания, можно добиться более крутого перехода от полосы пропускания к полосе подавления. Третий критерий, который может оказаться важным,— это способность фильтра пропускать сигнал со спектром, лежащим в полосе пропускания, без искажений его формы, вызываемых сдвигами фаз. Можно также интересоваться временем нарастания, выбросом и временем установления.

Существуют схемы фильтров, пригодные для оптимизации любой из этих характеристик или их комбинаций. На самом деле разумный выбор фильтра происходит не так, как описано выше; как правило, сначала задается требуемая равномерность характеристики в полосе пропускания и необходимое ослабление на некоторой частоте вне полосы пропускания и т. д. После этого выбирается наиболее подходящая схема с количеством полюсов, достаточным для того, чтобы удовлетворялись все требования. В следующих нескольких разделах мы рассмотрим три широко применяемых типа фильтров: фильтр Баттерворта (наиболее плоская характеристика в полосе пропускания), фильтр Чебышева (наиболее крутой переход от полосы пропускания к полосе подавления) и фильтр Бесселя (наибольшее постоянство временного запаздывания). Любой из этих фильтров может быть реализован с помощью различных схем; некоторые из них мы позже обсудим. Все они равным образом годятся для построения фильтров нижних частот, верхних частот и полосовых фильтров.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Фильтры Баттерворта и Чебышева. Фильтр Баттерворта имеет наиболее плоскую характеристику в полосе пропускания, что достигается ценой уменьшения крутизны спада от полосы пропускания к полосе подавления [1]. Как будет показано дальше, у него также плохая фазовая характеристика. Амплитудная характеристика задается формулой

$$U_{вых}/U_{вх} = 1/[1 + (f/f_c)^{2n}]^{1/2},$$

где n — порядок фильтра (число полюсов). Увеличение числа полюсов дает возможность сделать более плоским участок характеристики в полосе пропускания и увеличить крутизну спада от полосы пропускания к полосе подавления, как показано на рис. 4.10.

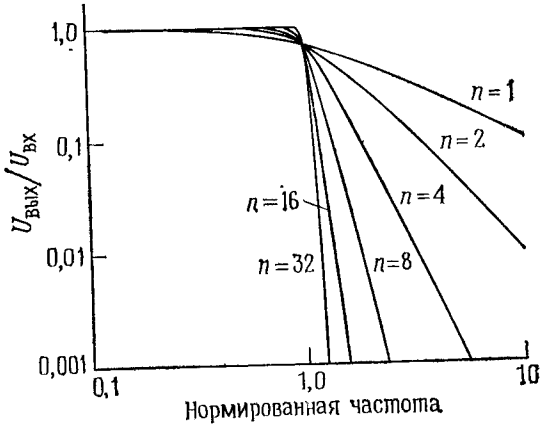


Рис. 4.10. Нормированные характеристики фильтров нижних частот **Баттерворта.** Обратите внимание иа увеличение крутизны спада характеристики с увеличением порядка фильтра.

Применяя фильтр Баттерворта, мы ради максимально плоской характеристики поступаемся всем остальным. Его характеристика начинается горизонтально от нулевой частоты и резко спадает вниз на сопрягающей частоте f_c — это частота, соответствующая значению —3 дБ.

В большинстве приложений самым существенным обстоятельством является то, что неравномерность характеристики в полосе пропускания не должна превышать определенной величины, скажем 1 дБ.

[1] При заданном порядке фильтра и по сравнению с другими их типами.— *Прим. ред.*

Фильтр Чебышева отвечает этому условию, при этом допускается неравномерность характеристики во всей полосе пропускания, но сильно увеличивается острота ее излома. У фильтра Чебышева задаются число полюсов и неравномерность в полосе пропускания. Допуская увеличение неравномерности в полосе пропускания, получаем более острый излом. Амплитудная характеристика этого фильтра дается формулой

$$U_{вых}/U_{вх} = 1/[1 + \varepsilon^2 C_n^2 (f/f_c)]^{1/2},$$

где C_n — полином Чебышева первого рода степени n, а ε — константа, определяющая неравномерность характеристики в полосе пропускания. Фильтр Чебышева, как и фильтр Баттерворта, имеет фазовые характеристики, далекие от идеальных.

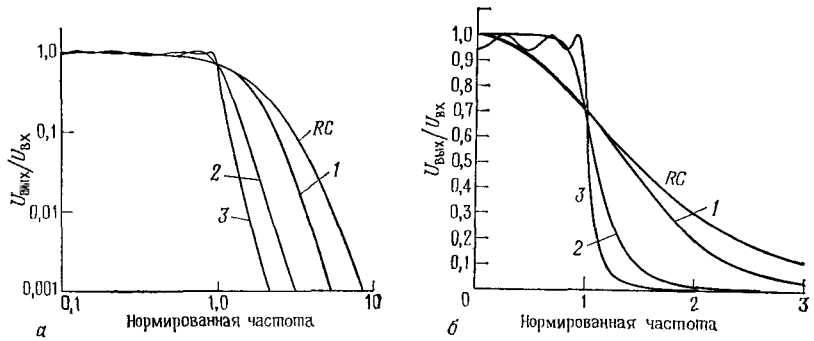


Рис. 4.11. Сравнение характеристик некоторых обычно применяемых 6-полюсных фильтров нижних частот.

Характеристики одних и тех же фильтров изображены и в логарифмическом (слева), и в линейном (справа) масштабе. *1* — фильтр Бесселя; *2* — фильтр Баттерворта; *3* — фильтр Чебышева (пульсации 0,5 дБ).

На рис. 4.11. представлены для сравнения характеристики 6-полюсных фильтров нижних частот Чебышева и Баттерворта. Как легко заметить, и тот, и другой намного лучше 6-полюсного *RC*-фильтра.

На самом деле фильтр Баттерворта с его ровной характеристикой в полосе пропускания не столь привлекателен, как это может показаться, поскольку в любом случае приходится мириться с некоторой неравномерностью характеристики в полосе пропускания (для фильтра Баттерворта это будет постепенное понижение характеристики возле f_c, а для фильтра Чебышева — пульсации, распределенные по всей полосе пропускания). Кроме того, активные фильтры, построенные из элементов, параметры которых выдержаны с некоторым допуском, будут иметь характеристику, отклоняющуюся от расчетной, а это значит, что в действительности на характеристике фильтра Баттерворта всегда будет иметь место некоторая неравномерность в полосе пропускания. На рис. 4.12 проиллюстрировано влияние наиболее нежелательных отклонений значения емкости конденсатора и сопротивления резистора на характеристику фильтра.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

В свете изложенного весьма рациональной конструкцией является фильтр Чебышева. Иногда его называют фильтром равных пульсаций, так как его характеристика в области перехода имеет большую крутизну за счет того, что по полосе пропускания распределено несколько равновеликих пульсаций, число которых возрастает вместе с порядком фильтра. Даже при сравнительно малых пульсациях порядка 0,1 дБ фильтр Чебышева обеспечивает намного большую крутизну излома характеристики, чем фильтр Баттерворта. Чтобы выразить эту разницу количественно, предположим, что нам нужен фильтр с неравномерностью характеристики в полосе пропускания не более чем 0,1 дБ и ослаблением 20 дБ на частоте, отличающейся на 25% от конечной частоты полосы пропускания. Расчет показывает, что для этой цели требуется 19-полюсный фильтр Баттерворта или всего лишь 8-полюсный фильтр Чебышева.

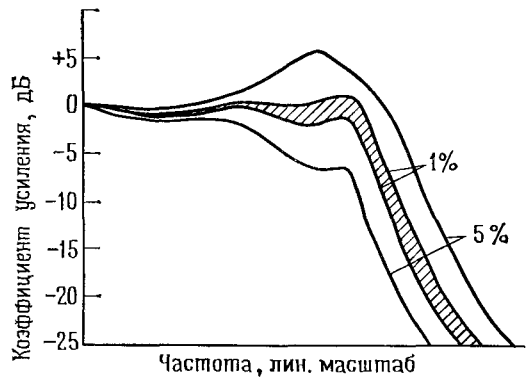


Рис. 4.12. Влияние изменений параметров элементов на характеристику активного фильтра.

Мысль о том, что можно мириться с пульсациями характеристики в полосе пропускания ради увеличения крутизны переходного участка, доводится до логического завершения в идее так называемого эллиптического фильтра (фильтра Койе), допускающего пульсации характеристики как в полосе пропускания, так и в полосе подавления ради получения крутизны переходного участка большей, чем даже у характеристики фильтра Чебышева. С помощью ЭВМ можно проектировать эллиптические фильтры так же просто, как и классические фильтры Чебышева и Баттерворта.

Фильтры Бесселя. Как было указано ранее, амплитудная характеристика фильтра не дает о нем полной информации. Фильтр с плоской амплитудной характеристикой может иметь большие сдвиги фаз. В результате этого форма сигнала, спектр которого лежит в полосе пропускания, будет искажена при прохождении через фильтр. В ситуации, при которой форма сигнала имеет первостепенную важность, желательно иметь в распоряжении линейно-фазовый фильтр (фильтр с постоянным временным запаздыванием). Требование линейного изменения сдвига фазы в зависимости от частоты эквивалентно требованию постоянства временного запаздывания для сигнала, спектр которого лежит в полосе пропускания, т. е. отсутствия искажений формы сигнала. Наиболее плоский участок кривой временного запаздывания в полосе пропускания имеет фильтр Бесселя (также называемый фильт-

ром Томсона), подобно тому как фильтр Баттерворта имеет наиболее плоскую амплитудную характеристику. Чтобы понять, какое улучшение во временной области дает фильтр Бесселя, посмотрите на рис. 4.13, на котором изображены графики временного запаздывания для 6-полюсных фильтров нижних частот Бесселя и Баттерворта. Плохая характеристика временного запаздывания фильтра Баттерворта является причиной эффектов типа выброса при прохождении через фильтр импульсных сигналов. С другой стороны, за постоянство временного запаздывания у фильтра Бесселя приходится расплачиваться тем, что его амплитудная характеристика имеет еще более пологий переходный участок между полосой пропускания и полосой запирания, чем характеристика фильтра Баттерворта.

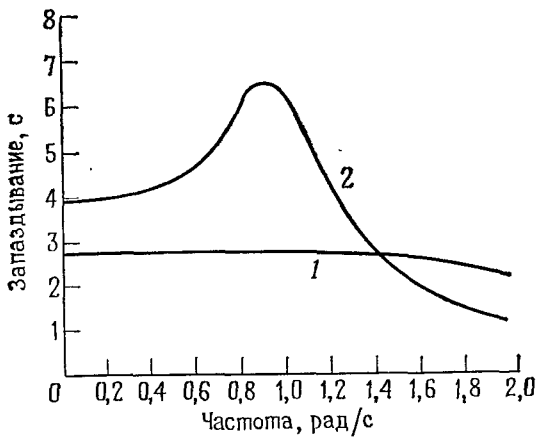


Рис. 4.13. Сравнение временны́х запаздываний для 6-полюсных фильтров нижних частот Бесселя (*1*) и Баттерворта (*2*).

Фильтр Бесселя благодаря своим превосходным свойствам во временно́й области дает наименьшее искажение формы сигнала.

Существуют многочисленные схемы фильтров, в которых делаются попытки улучшить временну́ю характеристику фильтра Бесселя, частично жертвуя постоянством временного запаздывания ради уменьшения времени нарастания и улучшения амплитудно-частотной характеристики. Гауссовы фильтры имеют почти столь же хорошие фазовые характеристики, как и фильтры Бесселя, но при улучшенной переходной характеристике. Другой интересный класс представляют собой фильтры, позволяющие добиться одинаковых по величине пульсаций кривой временного запаздывания в полосе пропускания аналогично пульсациям амплитудной характеристики фильтра Чебышева и обеспечивающие примерно одинаковое запаздывание для сигналов со спектром вплоть до полосы подавления. Еще один подход к созданию фильтров с постоянным запаздыванием — это применение фазовых фильтров, называемых иначе фазовыравнивающими. У этих фильтров амплитудно-частотная характеристика постоянна, а сдвиг фазы может меняться согласно конкретным требованиям. Поэтому их можно применять для выравнивания временного запаздывания любых фильтров, в частности фильтров Чебышева и Баттерворта.

Сравнение фильтров. Фильтр Бесселя, несмотря на высказанное замечание о его переходной характеристике, все же обладает очень хорошими свойствами во временно́й области по сравнению с фильтрами Баттерворта и Чебышева. Фильтр Чебышева при его весьма подходящей амплитудно-частотной характеристике имеет наихудшие параметры во временной области из всех этих трех типов фильтров. В табл. 4.1. и на рис. 4.14 дана информация о временных параметрах

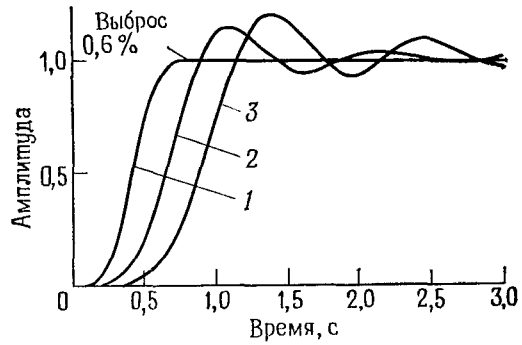


Рис. 4.14. Сравнение переходных процессов 6-полюсных фильтров нижних частот.

Кривые нормированы приведением точки с ослаблением 3 дБ к частоте 1 Гц. *1* — фильтр Бесселя; *2* — фильтр Баттерворта; *3* — фильтр Чебышева (пульсации 0,5 дБ).

Таблица 4.1

Сравнение характеристик фильтров нижних частот [1]

	$f_{3\,дБ}$, Гц	Число полюсов	Время нарастания (от 0 до 90%)	Выброс, %	Время установления, с		Начало полосы подавления, дБ $f=2f_c$	Ослабление $f=10f_c$, дБ
					до 1%	до 0,1%		
Фильтр Бесселя (—3 дБ при $f_c=1{,}0$ Гц)	1,0	2	0,4	0,4	0,6	1,1	10	36
	1,0	4	0,5	0,8	0,7	1,2	13	66
	1,0	6	0,6	0,6	0,7	1,2	14	92
	1,0	8	0,7	0,3	0,8	1,2	14	114
Фильтр Баттерворта (—3 дБ при $f_c=1{,}0$ Гц)	1,0	2	0,4	4	0,8	1,7	12	40
	1,0	4	0,6	11	1,0	2,8	24	80
	1,0	6	0,9	14	1,3	3,9	36	120
	1,0	8	1,1	16	1,6	5,1	48	160
Фильтр Чебышева, пульсации 0,5 дБ (—0,5 дБ при $f_c=1{,}0$ Гц)	1,39	2	0,4	11	1,1	1,6	8	37
	1,09	4	0,7	18	3,0	5,4	31	89
	1,04	6	1,1	21	5,9	10,4	54	141
	1,02	8	1,4	23	8,4	16,4	76	193
Фильтр Чебышева, пульсации 2,0 дБ (—2,0 дБ при $f_c=1{,}0$ Гц)	1,07	2	0,4	21	1,6	2,7	15	44
	1,02	4	0,7	28	4,8	8,4	37	96
	1,01	6	1,1	32	8,2	16,3	60	148
	1,01	8	1,4	34	11,6	24,8	83	200

[1] Процедура проектирования этих фильтров изложена в разд 4.07.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

фильтров этих трех типов, дополняющая приведенные ранее графики амплитудно-частотных характеристик. Из этих данных можно сделать вывод, что в тех случаях, когда важны параметры фильтра во временной области, желательно применять фильтр Бесселя.

СХЕМЫ АКТИВНЫХ ФИЛЬТРОВ

Существуют очень хитроумные конструкции активных фильтров, каждый из которых используется для того, чтобы в качестве характеристики фильтра получить нужную функцию, как, например, функции Баттерворта, Чебышева и т. д. Можно спросить: зачем вообще нужно больше одной схемы активного фильтра? Причиной этого является то, что каждая схемная реализация является наилучшей в смысле тех или иных желательных свойств, и поэтому «абсолютно лучшей» схемы активного фильтра не существует.

Некоторые свойства, желательные для схемы фильтра, таковы: а) малое число элементов, как активных, так и пассивных; б) легкость регулировки; в) малое влияние разброса параметров элементов, в особенности значений емкостей конденсаторов; г) отсутствие жестких требований к применяемому операционному усилителю, в особенности требований к скорости нарастания, ширине полосы пропускания и полному выходному сопротивлению; д) возможность создания высококачественных фильтров; е) чувствительность характеристик фильтра по отношению к параметрам элементов и коэффициенту усиления ОУ (в частности, к произведению коэффициента усиления на ширину полосы пропускания) или частоте среза $f_{ср}$. Последнее свойство — одно из наиболее важных по многим причинам. Фильтры, требующие соблюдения высокой точности значений параметров элементов, трудно настраивать, и по мере старения элементов настройка теряется; дополнительной неприятностью является требование использовать элементы с малым допуском значений параметров. Схема УИН [1] обязана своей популярностью в основном своей простоте и малому числу деталей, но эта схема страдает некоторым недостатком — высокой чувствительностью к изменениям значений параметров элементов. Для сравнения: недавно возникший интерес к более сложным гираторподобным схемам вызван их нечувствительностью к малым изменениям параметров их элементов.

В этом разделе мы представим читателю несколько схем фильтров нижних частот, фильтров верхних частот и полосовых фильтров. Мы начнем с популярной схемы УИН, или управляемого источника, затем рассмотрим фильтры с переменной структурой, выпускаемые в виде интегральных схем различными фирмами-изготовителями, и наконец упомянем о двойных T-образных фильтрах с высоким избирательным подавлением («фильтр-пробка») и о некоторых интересных новых направлениях в области применения гираторов.

[1] VCVS — voltage-controlled voltage-source — управляемый напряжением источник напряжения.— *Прим. перев.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

4.06. Схемы УИН

Управляемый напряжением источник напряжения (УИН-фильтр), известный также просто как фильтр — управляемый источник,— это вариант фильтра Саллена и Кея, который был описан выше. В этом варианте повторитель с единичным коэффициентом усиления заменен неинвертирующим усилителем с коэффициентом усиления, большим 1. На рис. 4.15 даны схемы фильтра нижних частот, фильтра верхних частот и полосового фильтра. С помощью резисторов, присоединенных к выходу ОУ, образован неинвертирующий усилитель напряжения с коэффициентом усиления K, а остальные R и C по-прежнему формируют частотную характеристику фильтра. Показанные фильтры — двухполюсные и могут быть фильтрами Баттерворта, Бесселя и т. д. за счет подбора параметров элементов, как это дальше будет показано. Любое число двухполюсных секций УИН может быть соединено каскадно для создания фильтров более высокого порядка. В таком соединении отдельные секции, вообще говоря, не идентичны. В самом деле, каждая секция соответствует квадратичному множителю полинома степени n, описывающего фильтр в целом.

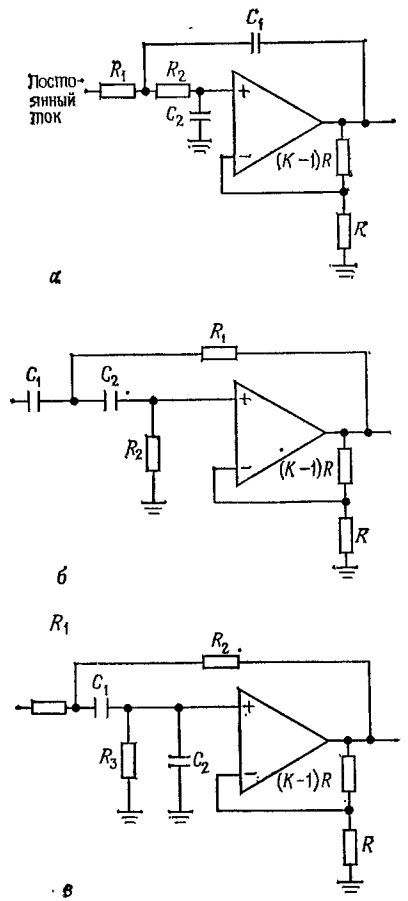


Рис. 4.15. Схемы активных УИН-фильтров.

а — фильтр нижних частот; *б* — фильтр верхних частот; *в* — полосовой фильтр

В большинстве обычных справочников по фильтрам есть формулы и таблицы для всех стандартных характеристик фильтров, включая отдельные таблицы для фильтров Чебышева с разными амплитудами пульсаций. В следующем разделе мы приведем удобные в употреблении конструкторские таблицы для УИН-фильтров Баттерворта, Чебышева и Бесселя (фильтр Чебышева с пульсациями 0,5 дБ и 2 дБ), употребляемых в качестве фильтров верхних или нижних частот. Полосовой и полосоподавляющий фильтр легко могут быть составлены из их комбинаций.

4.07. Конструирование УИН-фильтров с использованием упрощенных таблиц

Перед тем как пользоваться табл. 4.2, надо решить, какая характеристика фильтра нам нужна. Как уже говорилось, фильтр Баттерворта хорош, если нужна максимальная равномерность в полосе пропускания, фильтр Чебышева обеспечивает наиболее крутой спад от полосы пропускания к полосе подавления ценой некоторой неравномерности

Таблица 4.2

УИН-фильтры нижних частот

Число полюсов	Фильтр Баттерворта	Фильтр Бесселя		Фильтр Чебышева (0,5 дБ)		Фильтр Чебышева (2,0 дБ)	
		$f_н$	K	$f_н$	K	$f_н$	K
2	1,586	1,274	1,268	1,231	1,842	0,907	2,114
4	1,152	1,432	1,084	0,597	1,582	0,471	1,924
6	1,068	1,607	1,040	0,396	1,537	0,316	1,891
	1,586	1,692	1,364	0,768	2,448	0,730	2,648
	2,483	1,908	2,023	1,011	2,846	0,983	2,904
8	1,038	1,781	1,024	0,297	1,522	0,238	1,879
	1,337	1,835	1,213	0,599	2,379	0,572	2,605
	1,889	1,956	1,593	0,861	2,711	0,842	2,821
	2,610	2,192	2,184	1,006	2,913	0,990	2,946

характеристики в полосе пропускания, а фильтр Бесселя имеет наилучшую фазовую характеристику, т. е. постоянное запаздывание сигнала в полосе пропускания и соответственно хороший переходный процесс. Частотные характеристики всех типов даны на рис. 4.16.

Для конструирования n-полюсного фильтра при четном n нужно соединить каскадно $n/2$ секций УИН. Мы рассматриваем только фильтры четного порядка, поскольку для фильтра нечетного порядка нужно столько же операционных усилителей, сколько и для фильтра на единицу большего порядка. В каждой секции $R_1=R_2=R$ и $C_1=C_2=C$. Как и обычно в схемах на операционных усилителях, значение R выбирается в диапазоне от 10 до 100 кОм. Резисторов с малым сопротивлением лучше избегать, поскольку на высоких частотах возрастающее выходное полное сопротивление разомкнутого контура операционного усилителя добавляется к сопротивлению резистора, внося ошибку в расчет. Все, что вам нужно сделать,— это установить коэффициент усиления каждого каскада согласно табличным данным. Для n-полюсного фильтра потребуется $n/2$ обращений к таблице — по числу секций.

Фильтры Баттерворта нижних частот. Для фильтра Баттерворта параметры всех секций имеют одни и те же значения R и C, определяемые соотношением $RC=1/2\pi f_{ср}$, где $f_{ср}$ — частота, отвечающая

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

значению ослабления всего фильтра, равному —3 дБ. Чтобы построить, например, 6-полюсный фильтр Баттерворта нижних частот, мы соединяем каскадно три вышеописанные секции с коэффициентами усиления 1,07, 1,59 и 2,48 (желательно именно в таком порядке, во избежание возни с динамическим диапазоном) и подбором идентичных

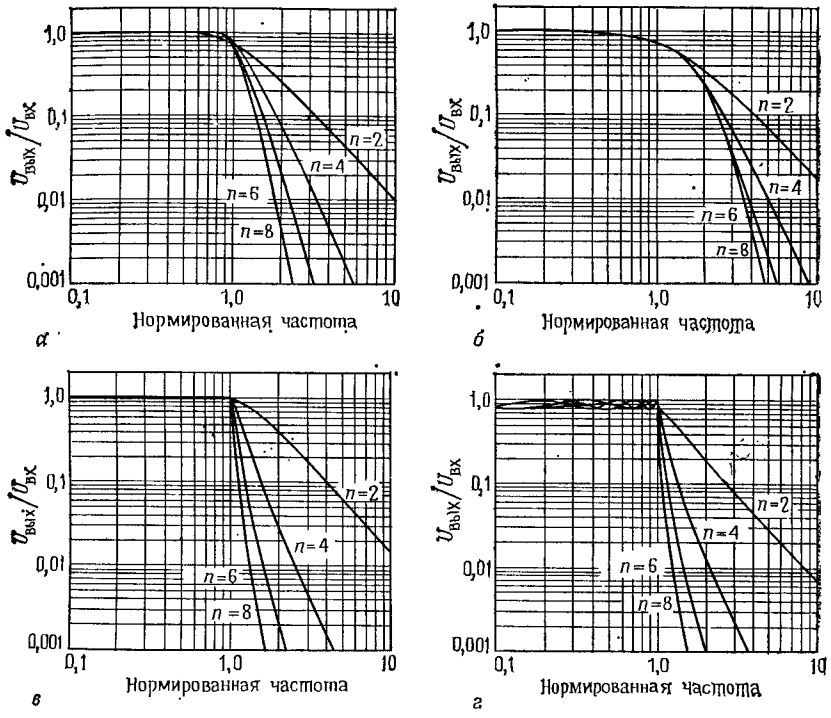


Рис. 4.16. Графики нормированных частотных характеристик 2-, 4-, 6- и 8-полюсных фильтров из табл. 4.2.

Характеристики фильтров Баттерворта (*а*) и Бесселя (*б*) нормированы приведением ослабления 3 дБ к единичной частоте, а фильтры Чебышева — приведением к этой частоте ослабления 0,5 дБ (*в*) и 2 дБ (*г*) соответственно.

для всех секций параметров R и C устанавливаем точку, отвечающую значению 3 дБ. Схема управления телескопом, описанная в разд. 8.30, представляет собой подобный пример со значением $f_{ср}=88{,}4$ Гц ($R=180$ кОм, $C=0{,}01$ мкФ).

Фильтры нижних частот Бесселя и Чебышева. Ненамного сложнее построить с помощью УИН фильтр Бесселя или Чебышева. Опять-таки соединим каскадно несколько двухполюсных УИН-фильтров с предписанными для каждой секции коэффициентами усиления. Опять в каждой секции употребим $R_1=R_2=R$ и $C_1=C_2=C$. Но теперь, в отличие от ситуации с фильтром Баттерворта, произведение RC будет

для каждой секции свое. Оно вычисляется с помощью нормирующего множителя $f_н$ (его значения для каждой секции приведены в табл. 4.2) по формуле $RC=1/2\pi f_н f_{ср}$. Здесь через $f_{ср}$ обозначена точка, отвечающая значению —3 дБ, для фильтра Бесселя и конец полосы пропускания — для фильтра Чебышева. Конец полосы пропускания — это точка, в которой амплитудная характеристика спадает ниже диапазона неравномерности при переходе к полосе подавления. Например, характеристика фильтра Чебышева нижних частот с неравномерностью 0,5 дБ и $f_{ср}=100$ Гц будет плоской с небольшой неравномерностью от 0 до 100 Гц, на частоте 100 Гц будет ослабление 0,5 дБ, а дальше частоты 100 Гц — крутой спад. Значения параметров приведены в табл. 4.2 для фильтра Чебышева, имеющего неравномерность характеристики в полосе пропускания 0,5 дБ, и фильтра, имеющего неравномерность 2 дБ; у последнего спад к полосе подавления несколько круче (рис. 4.16).

Фильтры верхних частот. Чтобы построить фильтр верхних частот, используем предыдущую конфигурацию в варианте фильтра верхних частот, т. е. поменяв местами R и C. При этом для фильтра Баттерворта ничего больше не изменится (значения R, C и K останутся те же). Для фильтров Бесселя и Чебышева значения K останутся те же, а нормирующий множитель должен быть обратный, т. е. для каждой секции новое значение $f_и=1/f_н$ (табличное)

Полосовой фильтр получается каскадным соединением фильтра верхних частот и фильтра нижних частот с перекрывающимися полосами пропускания. Полосоподавляющий фильтр можно получить с помощью схемы сложения выходных сигналов фильтра верхних частот и фильтра нижних частот с неперекрывающимися полосами пропускания. Однако такие каскадные фильтры не очень пригодны там, где нужны фильтры с крайне резкой границей полосы пропускания — фильтры с высокой добротностью,— из-за большой чувствительности индивидуальных (непарных) секций к значениям параметров элементов В таких случаях следует применять высококачественную однокаскадную полосовую схему (т. е. полосовую УИН-схему, описанную ранее) вместо многокаскадного фильтра. Даже однокаскадный двухполюсный фильтр может иметь характеристику с крайне острым пиком. Информацию о таких конструкциях можно найти в справочниках.

УИН-фильтры используют минимальное число элементов (один операционный усилитель на два полюса характеристики) и дают дополнительный выигрыш в виде неинвертирующего усиления, низкого выходного полного сопротивления, малого разброса значений параметров, легкости регулировки коэффициента усиления и способности работать при большом коэффициенте усиления или высоком Q Их недостатком является высокая чувствительность к изменениям параметров элементов и коэффициента усиления усилителя, кроме того, они не годятся для построения перестраиваемых фильтров с устойчивой характеристикой.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Упражнение 4.3. Спроектируйте 6-полюсный УИН-фильтр Чебышева нижних частот с неравномерностью в полосе пропускания 0,5 дБ и частотой сопряжения $f_c=100$ Гц. Какое ослабление будет на частоте, равной $1,5\,f_c$?

4.08. Фильтры с переменной структурой

Двухполюсный фильтр, изображенный на рис. 4.17, куда более сложен по сравнению с УИН-фильтром, но он широко применяется благодаря повышенной устойчивости и легкости регулировки. Он называется фильтром с переменной структурой или «биквадратным» фильтром. Этот фильтр выпускается в виде интегральной схемы фирмами

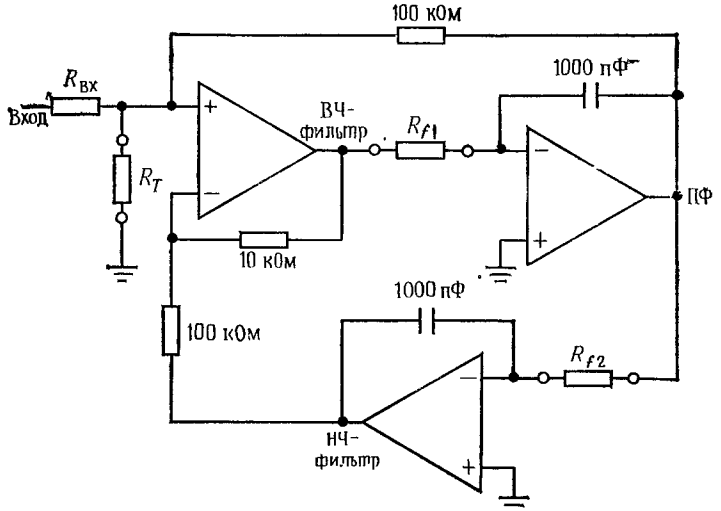


Рис. 4.17. Активный фильтр с переменной структурой.

National (AF100), Burr-Broun (серия UAF) и другими. Так как этот фильтр является готовым модулем, то все элементы у него встроенные, за исключением резисторов $R_{вх}$, R_T, R_{f1} и R_{f2}. Среди прочих достоинств этой схемы существенна возможность путем коммутации выходов получать фильтр верхних частот (ВЧ), фильтр нижних частот (НЧ) или полосовой фильтр (ПФ). Кроме того, частоту фильтра можно регулировать при неизменном значении Q (или неизменной полосе пропускания — по выбору) характеристики в полосе пропускания. Как и в работе с УИН-фильтрами, несколько секций могут быть соединены каскадно для создания фильтров высших порядков.

Изготовители этих интегральных схем предлагают для их использования подробные формулы и таблицы. Они показывают, как выбирать значение сопротивлений внешних резисторов для получения фильтров Баттерворта, Бесселя и Чебышева в широком диапазоне частот; при этом можно получать фильтр верхних частот, нижних час-

тот или полосовой. Особенностью этих гибридных схем является то, что в модуль встроены конденсаторы; остается добавить только внешние резисторы.

4.09. Двойной Т-образный фильтр-пробка

Пассивная RC-цепь, показанная на рис. 4.18, имеет бесконечное ослабление при частоте, равной $f_c = 1/2\pi RC$. Такое ослабление для RC-фильтров, вообще говоря, не характерно — данный фильтр действует столь эффективно благодаря сложению двух сигналов, которые на частоте среза имеют разность фаз в 180°. Получение достаточно близкого к нулю значения характеристики при частоте f_c требует хорошего согласования элементов. Эта схема может употребляться для устранения сигнала помехи, например сетевой наводки 60 Гц. Трудность состоит в том, что характеристика такой «двойной T-образной» цепи такая же пологая, как у всех пассивных RC-цепей, и лишь в окрестности f_c обрывается почти отвесно. Например, двойная T-образная цепь, управляемая идеальным источником напряжения, имеет ослабление 10 дБ на частоте, равной удвоенной (или половинной) час-

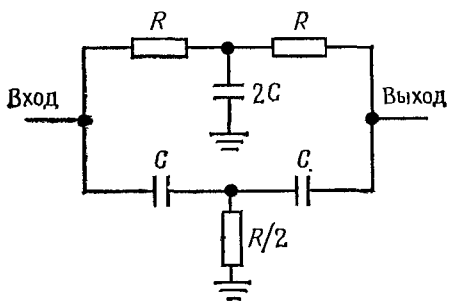


Рис. 4.18.

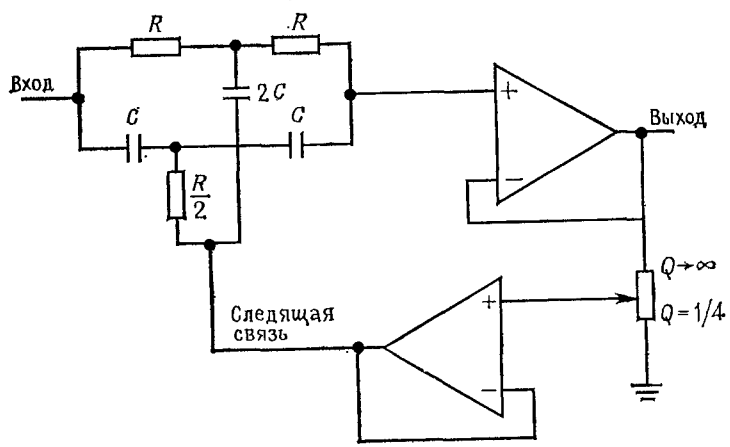


Рис. 4.19.

тоте f_c, и ослабление 3 дБ на частоте, равной учетверенной (или деленной на четыре) частоте f_c. Один из способов улучшить характеристику этой цепи — сделать ее «активной» — по типу фильтра Саллена и Кея (рис. 4.19). Эта идея кажется в принципе хорошей, но на практике

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

разочаровывает. Дело в том, что при увеличении резкости провала характеристики (большее усиление в петле следящей связи) (рис. 4.19) ослабление на частоте провала уменьшается.

Двойные T-образные фильтры выпускаются в виде готовых модулей на диапазон частот от 1 Гц до 50 кГц с глубиной ослабления на частоте провала около 60 дБ (с некоторым ухудшением при высоких и низких температурах). Такой фильтр легко собрать из отдельных элементов, но для получения глубокого и стабильного провала следует выбирать конденсаторы и резисторы со стабильными параметрами и малой температурной зависимостью. Один из элементов должен быть настраиваемым.

4.10. Построение фильтров на гираторах

Недавно вновь возник интерес к активным фильтрам, использующим гираторы; в основном они используются для замены катушек индуктивности в традиционных конструкциях фильтров. Распространенная гираторная схема показана на рис. 4.20. Обычно Z_4 — конденсатор, а остальные полные сопротивления заменяют резисторами, имитируя, таким образом, катушку индуктивности $L = kC$, где $k = R_1R_3R_5/R_2$. Можно показать, что эта гираторная схема весьма мало чувствительна к отклонениям параметров, как и ее пассивный RLC-прототип.

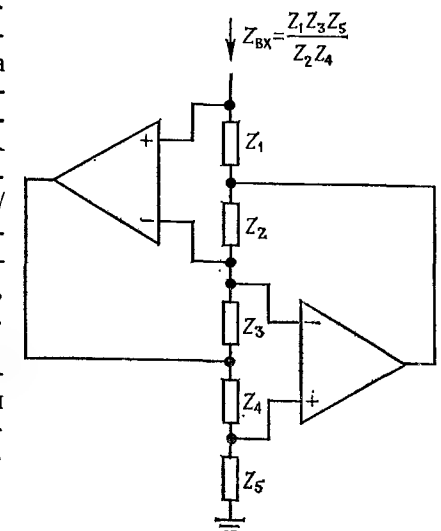


Рис. 4.20.

Двойные конденсаторы. Одной из проблем гираторных схем является трудность создания «плавающей катушки» (катушки индуктивности, у которой оба конца свободны) для применения в схемах фильтров нижних частот, где цепи строятся из последовательно соединенных катушек с заземленными конденсаторами. Хотя существует возможность создать плавающую катушку с помощью гираторов, для этого потребуется много ОУ (обычно четыре). Есть альтернативное решение — «сконструировать» на бумаге пассивный фильтр, используя R, L и C как потребуется, а потом разделить все члены в формуле передаточной функции (отношения комплексных значений $U_{вых}/U_{вх}$) на $j\omega$. Это превратит катушки индуктивности в резисторы с сопротивлением L, резисторы — в конденсаторы с емкостью $1/R$, а конденсаторы — в частотно-зависимые отрицательные резисторы (ЧЗОР) с сопротивлением, равным $-1/\omega^2C$. ЧЗОР ведет себя как «двойной кон-

денсатор» (т. е. имеет сдвиг фазы в 180° и спад полного сопротивления 12 дБ/октава) и обозначается мнемоническим символом, изображенным на рис. 4.21. ЧЗОР легко получить из схемы 4.20, используя в качестве Z_1 и Z_2 конденсаторы, а в качестве Z_3, Z_4 и Z_5 — резисторы.

Рис. 4.21.

Благодаря ловким приемам, вроде приведенного, а также в силу доступности хороших гираторных схем гираторные активные фильтры завоевывают все большую популярность.

ГЕНЕРАТОРЫ

4.11. Введение

Существенной частью почти любого электронного устройства является генератор гармонических или каких-либо других колебаний. Кроме очевидных случаев автономных генераторов (генераторы синусоидальных сигналов, генераторы каких-либо функций, импульсные генераторы) источник регулярных колебаний необходим в любом периодически действующем измерительном приборе, в устройствах, инициирующих измерения или процессы, и вообще в любом приборе, работа которого связана с периодическими состояниями или периодическими колебаниями. Так, например, генераторы гармонических или специальных колебаний используются в универсальных измерительных приборах, в осциллографах, радиоприемниках, ЭВМ, в любом периферийном устройстве ЭВМ (магнитная лента, магнитный диск, устройство печати, алфавитно-цифровой терминал), почти в любом цифровом приборе (счетчики, таймеры, калькуляторы и любые приборы с «многократной разверткой») и во множестве других устройств, слишком многочисленных, чтобы их здесь перечислять. Устройство без генератора либо вообще ни на что не способно, либо создано для подключения к другому (которое скорее всего содержит генератор). Не будет преувеличением сказать, что генераторы являются такой же необходимой вещью в электронике, как регулируемый источник питания постоянного тока.

В зависимости от конкретного применения генератор может использоваться как источник регулярных импульсов («часы» в цифровой системе); от него может потребоваться устойчивость и точность (опорный интервал времени в частотомере), регулируемость (гетеродин передатчика или приемника) или способность генерировать колебания в точности заданной формы (генератор горизонтальной развертки осциллографа).

В следующих разделах мы кратко рассмотрим наиболее распространенные конструкции генераторов — от простых релаксационных RC-генераторов до устойчивых кварцевых генераторов. Мы не ставим

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

своей целью дать полный обзор с исчерпывающими деталями, а хотим просто ознакомить вас с предметом, а также рассказать, какие генераторы когда применяются.

4.12. Релаксационные генераторы

Очень простой генератор легко получить таким образом: будем заряжать конденсатор через резистор или источник тока, затем быстро его разрядим, когда напряжение достигнет некоторого порогового значения, и начнем цикл сначала. Это можно сделать с помощью внешней цепи, предназначенной для изменения полярности заряжающего тока при достижении порогового напряжения; таким образом будут генерироваться колебания треугольной формы. Генераторы, построенные на этом принципе, известны под названием «релаксационные генераторы». Они просты и недороги и при умелом проектировании могут быть сделаны вполне стабильными по частоте.

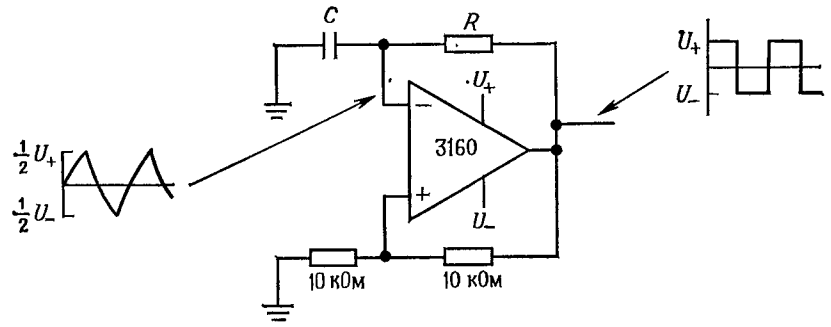


Рис. 4.22. Релаксационный генератор на базе ОУ.

Раньше для создания релаксационных генераторов применялись устройства с отрицательным сопротивлением, такие, как однопереходные транзисторы или неоновые лампы, теперь предпочитают ОУ и специальные ИМС-таймеры. На рис. 4.22 показан классический релаксационный RC-генератор. Работает он просто: допустим, что когда впервые прикладывается напряжение, выходной сигнал ОУ выходит на положительное насыщение (каким образом это произойдет — неважно). Конденсатор начинает заряжаться до напряжения U_+ с постоянной времени, равной RC. Когда напряжение конденсатора достигнет половины напряжения U_+, ОУ переключается в состояние отрицательного насыщения (он включен как триггер Шмитта) и конденсатор начинает разряжаться до U_- с той же самой постоянной времени. Цикл повторяется бесконечно, с периодом 2,2 RC, не зависящим от напряжения питания.

Упражнение 4.4. Покажите, что этот период указан верно.

Применяя для заряда конденсатора источники тока, можно получить колебания хорошей треугольной формы. Пример удачной схемы, использующей этот метод, был приведен в разд. 3.28.

4.13. Классическая ИМС таймера — 555

Следующий уровень усложнения включает использование в качестве релаксационных генераторов ИМС таймеров или ИМС генераторов колебаний специальной формы. Наиболее популярная ИМС таймера — это 555. Работа этой ИМС часто толкуется неверно, поэтому мы

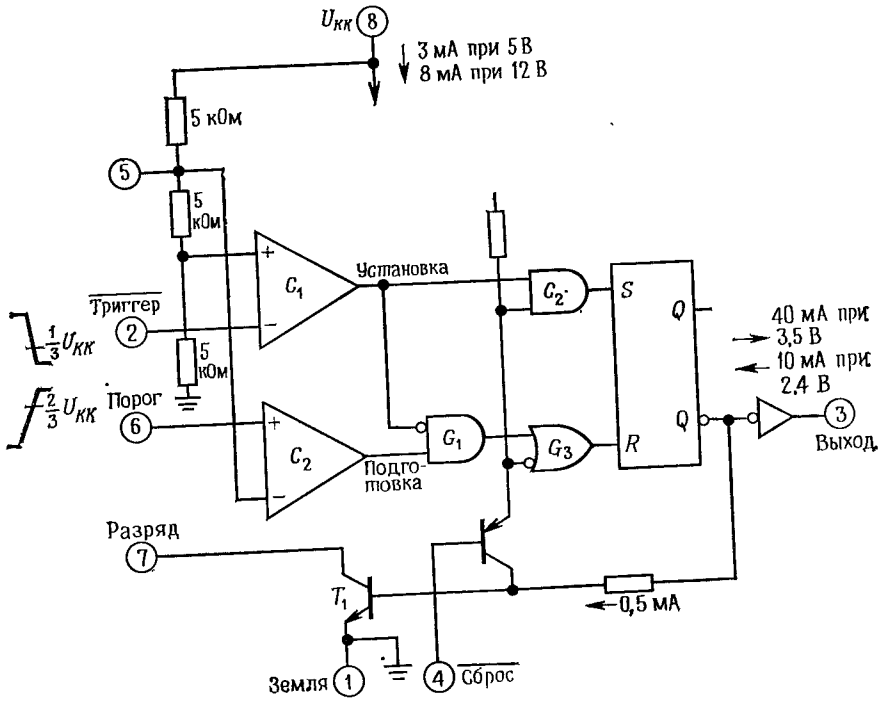


Рис. 4.23. Упрощенная эквивалентная схема ИМС 555.

дадим анализ работы прямо по эквивалентной схеме (рис. 4.23). Некоторые символы на ней относятся к области цифровой техники (гл. 8 и следующие), поэтому вы пока еще не станете экспертом по ИМС 555. Но принцип действия его достаточно прост: пусть в исходном состоянии выходной сигнал имеет «высокий» уровень (около $U_{КК}$), а когда переключается сигнал на входе «Триггер», выходной сигнал остается на высоком уровне, пока не произойдет переключение входа «Порог»; в этот момент выходной сигнал падает до «низкого» уровня (около «земли»), и тогда включается транзистор «Разряд». Вход «Триггер» включается при уровне входного сигнала меньше $^1/_3U_{КК}$, а «Порог» — при уровне сигнала больше $^2/_3U_{КК}$.

Самый легкий способ понять работу ИМС 555 — это рассмотреть пример (рис. 4.24). В момент включения питания конденсатор разряжен, поэтому 555 оказывается в состоянии, когда выходной сигнал имеет «высокий» уровень, транзистор разряда закрыт и конденсатор начинает заряжаться до 10 В через резисторы R_A и R_B. Когда напряжение на конденсаторе достигнет $^2/_3U_{КК}$, переключается вход «Порог» и выходной сигнал переходит в состояние «низкого» уровня, одновременно происходит отпирание транзистора T_1, разряжающего конденсатор на землю через резистор R_B. Схема переходит в периодический режим работы, и напряжение на конденсаторе колеблется между значениями $^1/_3U_{КК}$ и $^2/_3U_{КК}$ с периодом $T=0{,}693\,(R_A+2R_B)C$. В качестве выходного сигнала обычно используют прямоугольные импульсы, снимаемые с клеммы выхода.

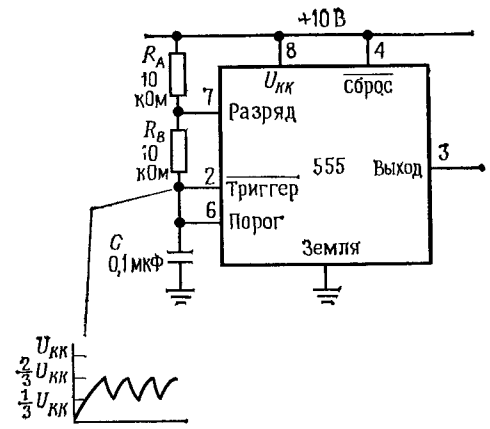


Рис. 4.24. ИМС 555, включенная как генератор.

Упражнение 4.5. Покажите, что колебания будут иметь указанный период независимо от величины напряжения питания.

Схема 555 представляет собой довольно приличный генератор со стабильностью около 1%. Она может работать от одиночного источника питания напряжением от 4,5 до 16 В, сохраняя стабильную частоту при изменениях напряжения питания, поскольку пороги следят за флуктуациями питания. Схему 555 можно применять также для генерации отдельных импульсов произвольной длительности и еще для многих целей. И притом это небольшой кристалл, содержащий простые компараторы, вентили и триггеры. В электронной промышленности появилась игра — придумать еще новое применение схемы 555. И надо сказать, что многие в этом развлечении преуспевают.

Выпускается и ряд других превосходных таймеров-ИС. 556— сдвоенный 555 в 14-контактном корпусе DIP. Intersil 7555 есть маломощный 555, построенный на КМОП; он потребляет ток питания всего 80 мкА при напряжении от 2 до 18 В. 7556 — это сдвоенный 7555. Таймер 322 фирмы National содержит встроенный источник эталонного напряжения для задания порога срабатывания.

Генераторы, управляемые напряжением. Остальные генераторные ИС выпускаются обычно в виде генераторов, управляемых на-

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

пряжением (ГУН), у которых выходной сигнал изменяется в некотором диапазоне в соответствии с управляющим входным напряжением. Лучшие из этих схем имеют частотные диапазоны, превосходящие 1 : 1000. Примерами таких схем являются схема-прототип 566 и более новые ИМС: LM331, 8038, 2206, 74LS124, 74LS325—327, 74LS124 и MC4024.

Схема 74LS124 способна работать на высоких частотах порядка 80 МГц. Схемы типа 74 и схема 4024 требуют внешней RC-цепи для установления номинальной частоты и генерируют выходные сигналы с обычными логическими уровнями. Схема LM331 фактически является преобразователем напряжение — частота (U/F-преобразователь), эти приборы мы рассмотрим в разд. 9.22.

В других схемах используются внутренние источники тока для генерации треугольных импульсов, а схемы 8038 и 2206 даже имеют набор «мягких» клемм для преобразования треугольных импульсов в гармонические колебания с помощью ограничения. Иногда в ИМС ГУН используются эталонное напряжение управления (например, положительный источник питания) и усложненные симметрированные

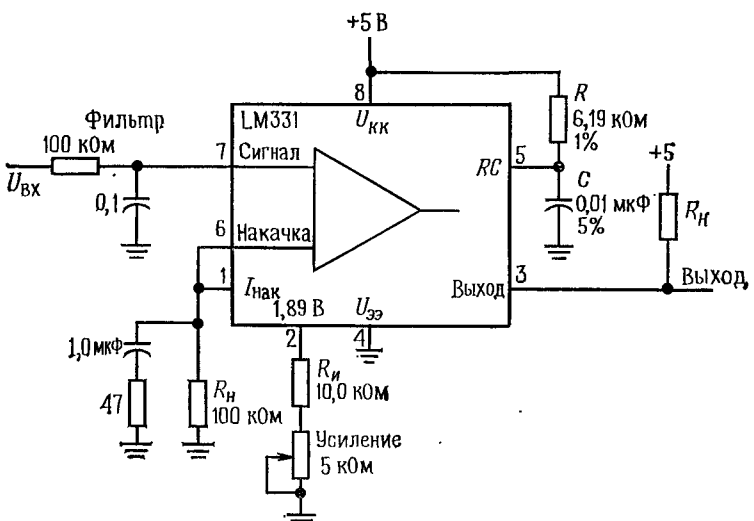


Рис. 4.25. Типичная ИС преобразователя напряжение/частота (нуль входного напряжения дает 10 кГц); $f=(0{,}478/RC)(R_И/R_и)U_{вх}$. ($R_н$ в формуле относится к резистору, соединенному с выводом 1.— *Прим. ред.*)

схемы для получения синусоидального сигнала. По нашему мнению, идеальный ГУН все еще ждет своей разработки. Многие из этих ИМС могут применяться с внешними кварцевыми резонаторами для повышения точности и стабильности (это мы обсудим позже); в таких случаях кристалл просто устанавливается вместо конденсатора. На рис. 4.25 показана схема ГУН с диапазоном выходного сигнала от 10 Гц до 10 кГц, построенная на основе LM331.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

4.14. Мостовые генераторы Вина и *LC*-генераторы

Для получения синусоидального сигнала с малыми искажениями ни одна из описанных схем, вообще говоря, не подходит. Хотя в большинстве функциональных генераторов на широкий диапазон частот используется «размывание» треугольного импульса с помощью диодных ограничителей, в конце концов уровень искажений редко удается снизить до значений, меньших 1%. Для сравнения: большинство высококачественных звуковых колонок требуют усилителей с уровнем искажений не больше 0,1%. Для испытания подобной аппаратуры требуются источники чистого синусоидального сигнала с остаточным искажением не больше 0,05%.

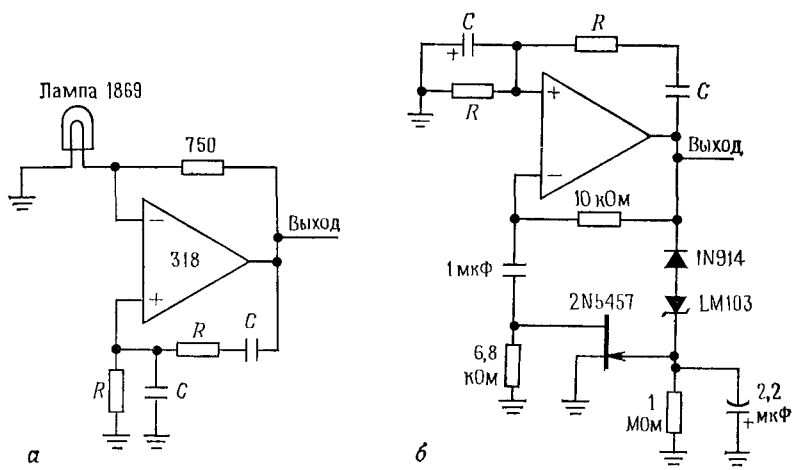


Рис. 4.26. Мостовые генераторы Вина с малыми искажениями. Выходная частота $f=1/2\pi RC$.

На низких и средних частотах хорошим источником синусоидальных колебаний с малым уровнем искажений может служить мостовой генератор Вина (рис. 4.26). Идея его состоит в том, чтобы построить усилитель с обратной связью, имеющий сдвиг фазы 180° на нужной частоте, а затем отрегулировать петлевое усиление таким образом, чтобы имели место автоколебания. Для одинаковых значений R и C, как изображено на рис. 4.26, коэффициент усиления по напряжению выходного сигнала по отношению к сигналу на неинвертирующем входе ОУ должен быть в точности равен +3,0. При меньшем усилении колебания затухают, при большем — выходной сигнал будет достигать насыщения. Искажение будет малым, пока амплитуда колебаний не выходит за пределы линейного участка характеристики усилителя, т. е. не следует допускать колебаний полного размаха. Если не применить некоторых приемов для управления усилением, то именно это и произойдет — выходной сигнал усилителя будет возрастать до уров-

ня, при котором коэффициент усиления упадет до 3,0 благодаря насыщению. Как мы увидим, эти приемы включают в себя некую управляющую усилением обратную связь с большой постоянной времени.

В первой схеме (рис. 4.26) используется лампа накаливания в качестве элемента обратной связи с переменным сопротивлением. При повышении уровня выходного сигнала нагревается нить лампы, уменьшая коэффициент неинвертирующего усиления. Во второй схеме амплитудный детектор, состоящий из диодов и *RC*-цепи, регулирует усиление по переменному току, меняя сопротивление полевого транзистора,— эти транзисторы при малых напряжениях ведут себя как нелинейное сопротивление. Отметьте использование большой постоянной времени (2 с); для исключения искажений это существенно, поскольку быстродействующая обратная связь исказила бы генерируемую синусоидальную волну, пытаясь регулировать амплитуду в пределах одного периода.

4.15. *LC*-генераторы

Наиболее распространенный способ получения высокочастотных синусоидальных колебаний — это применение генератора, стабилизированного *LC*-контуром, в котором *LC*-контур, настроенный на определенную частоту, присоединен к усилителеподобной схеме для того, чтобы обеспечить усиление на его резонансной частоте. Охватывающая

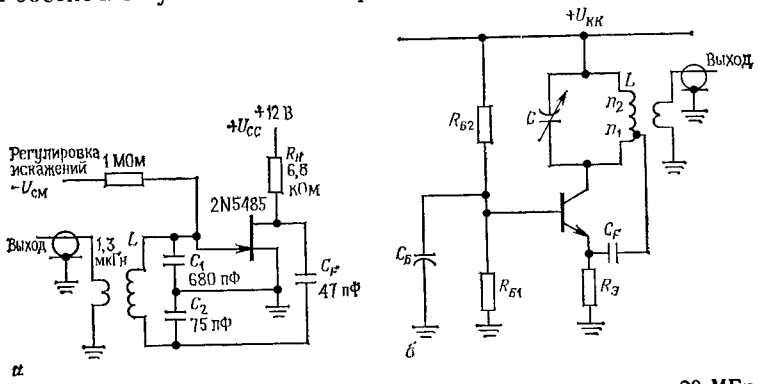


Рис. 4.27. Генератор Колпитца с малыми искажениями, частота 20 МГц (*а*); *LC*-генератор Хартли (*б*).

схему петля обратной связи применяется для поддержания колебаний на резонансной частоте *LC*-контура. Такая схема будет самозапускающейся.

На рис. 4.27 показаны две часто используемые схемы. Первая — это настоящий генератор Колпитца: параллельный *LC*-контур на входе и петля положительной обратной связи с выхода на вход. Здесь используется полевой транзистор — прибор, который мы рассмотрим в

гл. 6, и, по имеющимся сведениям, его искажения меньше —60 дБ. Вторая схема — это генератор Хартли, построенный на $n-p-n$-транзисторе. Переменный конденсатор служит для регулировки частоты. В обеих схемах используется катушка связи, т. е. просто несколько витков провода, действующих как понижающий трансформатор.

По историческим соображениям следовало бы рассмотреть генераторы, близко родственные *LC*-генераторам, а именно камертонные генераторы. В этих генераторах высокодобротные колебания камертона задают частоту генератора в низкочастотном диапазоне (стабильность несколько миллионных долей при постоянной температуре); это соответствует стабильности наручных часов. Но кварцевые генераторы все-таки лучше, как будет показано в следующем разделе.

Паразитные колебания. Предположим, что вы собрали славный усилитель и испытали его, подавая на вход синусоидальный сигнал. Затем подключили ко входу усилителя генератор прямоугольных импульсов и увидели на выходе по-прежнему синусоидальный сигнал. У вас не усилитель, а сплошные хлопоты. Но паразитные колебания не всегда проявляются так явно. Обычно они бывают заметны в виде размытия части импульса, «гуляющего» источника тока, необъяснимых сдвигов у ОУ, или схема, нормально ведущая себя, пока за ней наблюдают на осциллографе, вдруг «дичает», стоит лишь перестать за ней следить. Все это — разнообразные проявления неподавленных высокочастотных паразитных колебаний, порожденных непреднамеренно получившимся генератором Хартли или Колпитца, возникшим на основе индуктивности вводов и межэлектродных емкостей.

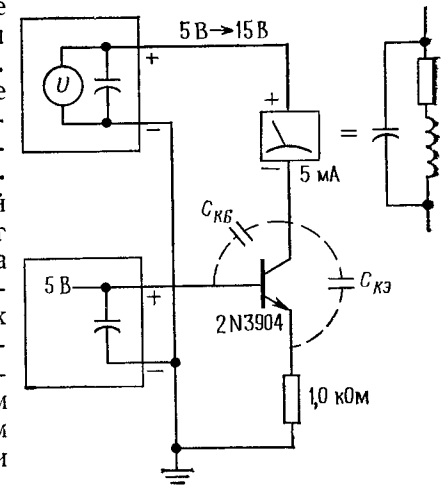


Рис. 4.28. Пример паразитного генератора.

На схеме рис. 4.28 показан осциллирующий источник тока, возникший при выполнении студенческой лабораторной работы по электронике, где с помощью вольтомметра измерялся рабочий диапазон обычного транзисторного источника тока. Казалось, что ток меняется слишком сильно (от 5 до 10%) при изменениях напряжения на нагрузке в пределах ожидаемого рабочего диапазона — симптом, который снимался прикосновением пальца к выводу коллектора! Емкость между коллектором и базой плюс емкость измерительного прибора в сочетании с индуктивностью измерительного прибора образовала классический генератор Хартли, в котором обратная связь обеспечивалась емкостью между коллектором и эмиттером. Добавление небольшого

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

резистора в цепь базы подавило эти колебания за счет уменьшения коэффициента усиления в схеме с общей базой на высоких частотах. Это один из приемов, часто бывающих полезными.

4.16. Генераторы с кварцевыми резонаторами

От *RC*-генератора можно легко добиться стабильности порядка 0,1% при начальной точности по частоте от 5 до 10%. Это вполне удовлетворительно для многих применений, таких, например, как *мультиплексный индикатор* карманного калькулятора, где цифры многозначного числа подсвечиваются одна за другой с быстрым чередованием (обычная частота — 1 кГц). В каждый момент времени горит только одна цифра, но глаз видит все число. Ясно, что точность здесь не очень важна. Несколько лучше стабильность *LC*-генераторов — порядка 0,01% в течение разумного промежутка времени. Этого вполне достаточно для гетеродинов радиоприемников и телевизоров.

Для получения по-настоящему устойчивых колебаний кристаллические генераторы незаменимы. В них используется кусок кварца (искусственного — двуокись кремния), вырезанный и отшлифованный таким образом, что он имеет определенную частоту колебаний. Кварц — пьезоэлектрик (его деформация вызывает появление электрического потенциала, и наоборот), поэтому упругие колебания кристалла могут быть вызваны приложением электрического поля, а эти колебания в свою очередь генерируют напряжение на гранях кристалла. Помещая на поверхности кристалла контакты, вы превращаете его в истинный схемный элемент, эквивалентный некоторой *RLC*-схеме, заранее настроенной на определенную частоту. Полная эквивалентная схема этого элемента содержит два конденсатора, дающих пару близко расположенных резонансных частот — последовательного и параллельного контура (рис. 4.29), отличающихся друг от друга не более чем на 1%. Результат этого эффекта — резкое изменение реактивного сопротивления с частотой (рис. 4.30). Высокая добротность кварцевого кристалла (обычно около 10 000) и хорошая стабильность делают естественным его применение как задающего элемента в генераторах и фильтрах с улучшенными параметрами (разд. 13.12). В схемах с кварцевыми резонаторами, как и в *LC*-генераторах, вводят положительную обратную связь и обеспечивают усиление на резонансной частоте, что ведет к автоколебаниям.

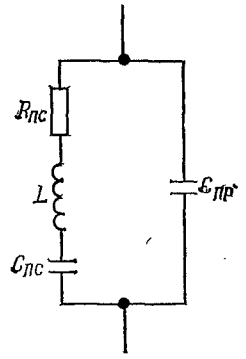


Рис. 4.29.

На рис. 4.31 показаны некоторые схемы кварцевых генераторов[1]. На рис. 4.31, *а* показан классический генератор Пирса, использующий

[1] Обратная связь в генераторах Колпитца и Пирса становится положительной на частоте резонанса за счет сдвига фазы в контуре или кристалле.— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

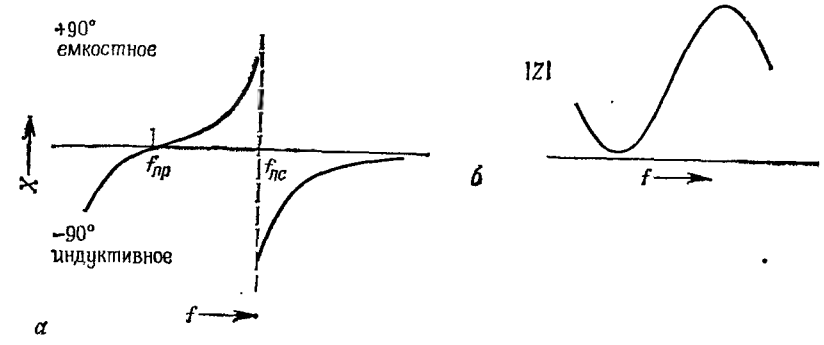


Рис. 4.30.

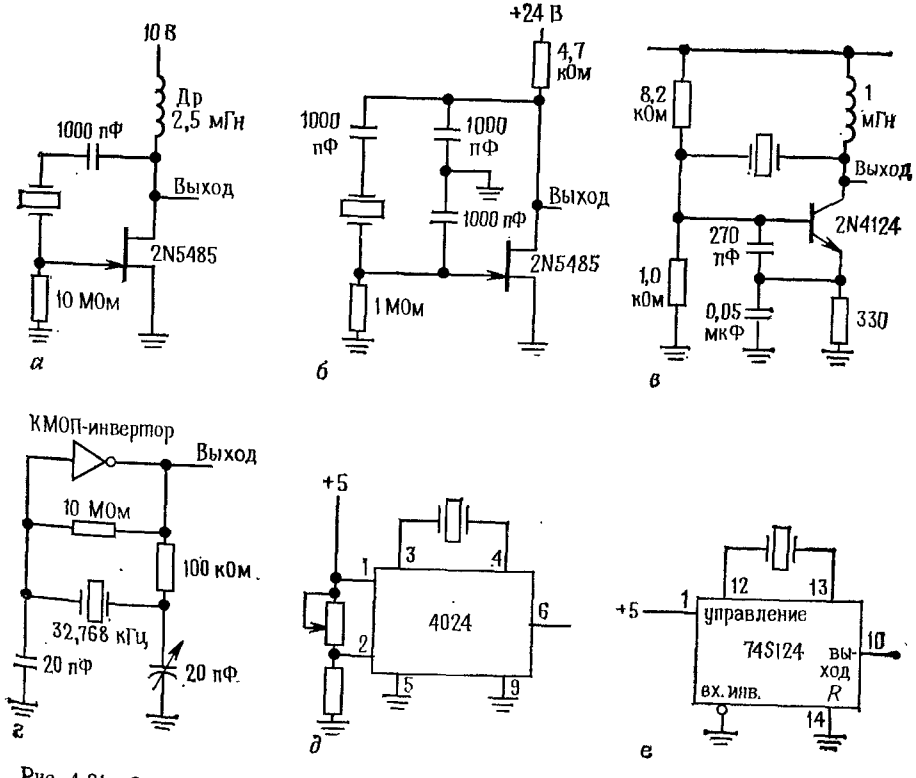


Рис. 4.31. Схемы некоторых генераторов с кварцевыми резонаторами, *а* — генератор Пирса, *б* — генератор Колпитца.

обычный полевой транзистор (см. гл. 6). На рис. 4.31, *б* изображен генератор Колпитца с кристаллом вместо *LC*-контура. В схеме 4.31, *в* в качестве элемента обратной связи используется сочетание биполярного *n — p — n*-транзистора с кристаллом. Остальные схемы генерируют выходной сигнал с логическими уровнями и используют цифровые логические КМОП-элементы (схема *г*) и ТТЛ ГУН, описанные выше (схемы *д*, *е*).

Приемлемую альтернативу этим кварцевым генераторам для тех применений, в которых не нужен выходной сигнал, совместимый с логическими схемами, составляют схемы серии SL680/1680 («схемы, сохраняющие свойства кварцевых резонаторов») фирмы Plessey semiconductors. Эти ИМС задуманы как схемы генераторов к кристаллам в диапазоне от 100 кГц до 100 МГц и спроектированы таким образом, чтобы обеспечивать исключительно высокую устойчивость по частоте, фактически лимитируемую лишь свойствами самого кристалла, путем тщательного ограничения амплитуды колебаний с помощью встроенных амплитудных дискриминаторов и ограничителей. Типичная цифра для оценки стабильности частоты у этих схем при идеальном кристалле составляет 0,001 млн. ч./°С и 0,1 млн. ч./В изменения напряжения питания. Эти ИМС содержат встроенные стабилизаторы напряжения и у серии SL680 — возможность получения выхода не только по напряжению, но и по току.

Кварцевые резонаторы выпускаются на диапазон от 10 кГц до 10 МГц, а у некоторых образцов высокие обертоны доходят до 250 МГц. Для каждой частоты нужен свой резонатор, но для наиболее употребительных частот резонаторы выпускаются серийно. Всегда легко достать резонаторы на частоты 100 кГц, 1, 2, 4, 5 и 10 МГц. Кристалл на частоту 3,579545 МГц (стоящий меньше доллара) применяется в генераторе импульсов цветности телевизоров. Для электронных наручных часов нужна частота 32,768 кГц (или 2^{15} Гц), и вообще, часто нужны частоты, равные 2 в какой-то степени Гц. Кварцевый генератор легко регулировать с помощью последовательных или параллельных конденсаторов переменной емкости (см. рис. 4.31, *г*). Благодаря дешевизне кварцевых резонаторов всегда имеет смысл рассмотреть возможность их применения в тех случаях, где *RC*-генераторы работают на пределе своих возможностей. Без особых усилий можно с помощью кварцевого резонатора обеспечить стабильность частоты порядка нескольких миллионных долей в нормальном температурном диапазоне. Применяя схемы температурной компенсации, можно построить температурно-компенсированный кварцевый генератор (ТККГ) с несколько улучшенными параметрами. И ТККГ, и некомпенсированный генератор выпускаются в виде готовых модулей разными фирмами, например фирмами Bliley, CTS Knights, Motorola, Reeves Hoffman, Statek и Vectron. Они бывают разных габаритов, иногда не больше корпуса DIP ИМС или стандартного корпуса для транзисторов TO-5. Дешевые модели обеспечивают стабильность порядка 10^{-6} в диапазоне от 0 до 50°С, дорогие — порядка 10^{-7} в том же диапазоне.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Температурно-компенсированные генераторы. Для получения сверхвысокой стабильности может понадобиться кварцевый генератор, работающий в условиях постоянной температуры. Обычно для этих целей используется кристалл с практически нулевым температурным коэффициентом при несколько повышенных температурах (от 80 до 90°С), а также термостат, который эту температуру поддерживает. Генераторы, выполненные подобным образом, выпускаются в виде законченных небольших модулей, пригодных для монтажа и включаемых в приборы, на все стандартные частоты. Типичным модулем генератора с улучшенными характеристиками служит схема 10544 фирмы Hewlett-Packard. Она обеспечивает стабильность порядка 10^{-11} в течение времени от нескольких секунд до нескольких часов при частоте 10 МГц.

Если температурная нестабильность снижена до очень малых значений, то начинают доминировать другие эффекты: «старение» кристалла (тенденция частоты к уменьшению с течением времени), отклонения питания от номинала, а также внешние влияния, например удары или вибрации (последнее представляет собой наиболее серьезные проблемы в производстве кварцевых наручных часов). Вот один из способов решения проблемы старения: в паспортных данных генератора указывается скорость снижения частоты — не более $5 \cdot 10^{-10}$ в день. Эффект старения возникает частично из-за постепенного снятия деформаций, поэтому через несколько месяцев с момента изготовления этот эффект имеет тенденцию к устойчивому снижению, по крайней мере для хорошо сделанных кристаллов. Взятый нами за образец генератор 10544 имеет величину эффекта старения не более 10^{-11} в день.

В тех случаях, когда стабильность термостатированных кристаллов уже недостаточна, применяются атомные стандарты частоты. В них используются микроволновые линии поглощения в рубидиевом газонаполненном элементе или частоты атомных переходов в пучках атомов цезия в качестве эталонов, по которым стабилизируется кварцевый кристалл. Таким образом, можно получить точность и стабильность порядка 10^{-12}. Цезиевый стандарт является официальным эталоном времени в США. Эти стандарты вместе с линиями передач времени принадлежат Национальному бюро стандартов и Морской обсерватории. Как последнее средство для самых точных часов, где нужна стабильность порядка 10^{-14}, можно предложить мазер на атомарном водороде.

СХЕМЫ, ПОНЯТНЫЕ БЕЗ ПОЯСНЕНИЙ

4.17. Удачные схемы

На рис. 4.32 представлен небольшой набор удачных схем, большинство из которых взяты из руководств фирм-изготовителей и из фирменной литературы по применениям.

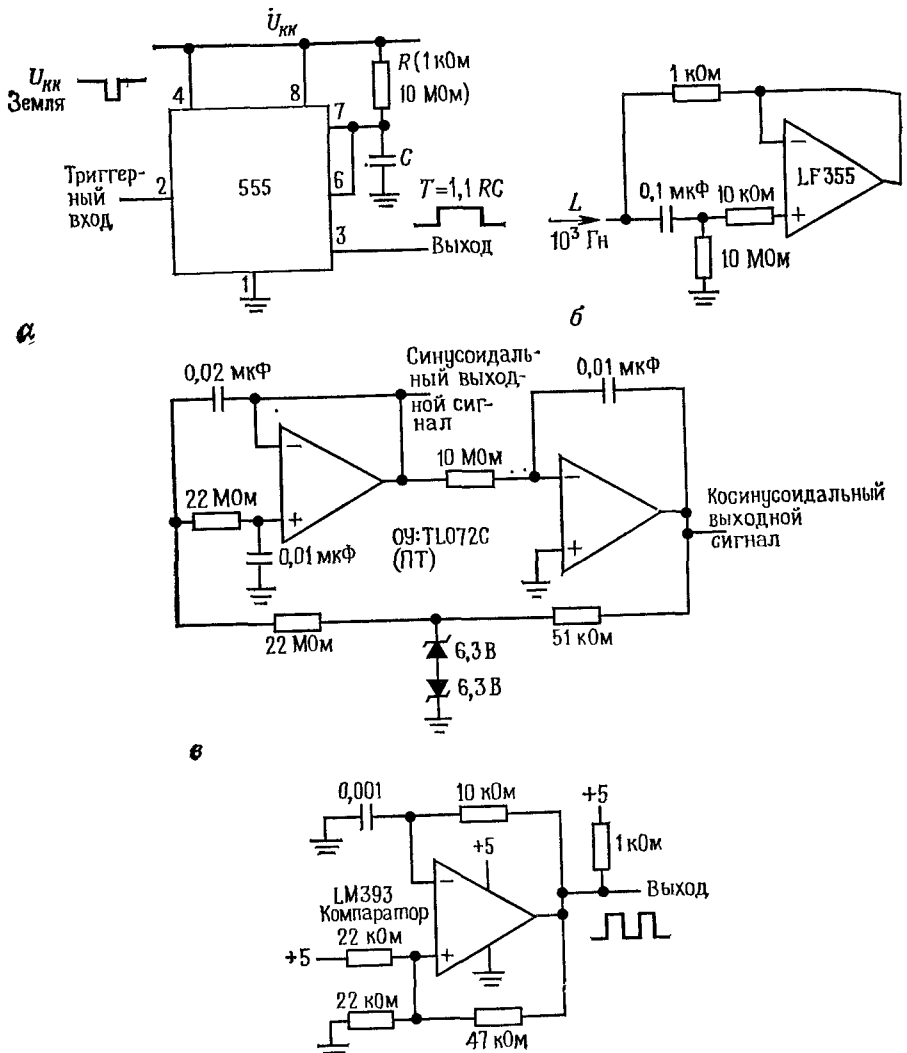


Рис. 4.32. Удачные схемы.

а — моностабильный мультивибратор. Длительность входного импульса должна быть меньше длительности выходного; *б* — активный имитатор катушки индуктивности на 10 Гн; *в* — квадратурный генератор частоты 1 Гц; *г* — релаксационный генератор.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ УПРАЖНЕНИЯ

(1) Спроектируйте 6-полюсный фильтр Бесселя верхних частот с частотой среза 1 кГц.
(2) Спроектируйте фильтр-пробку на 60 Гц с буферными ОУ на входе и выходе.
(3) Спроектируйте генератор пилообразных колебаний частотой 1 кГц, заменив резистор заряда в генераторе на основе 555 транзисторным источником тока. Проверьте, что будет обеспечен нужный рабочий диапазон источника тока. Каково должно быть значение $R_Б$ (рис. 4.24)?

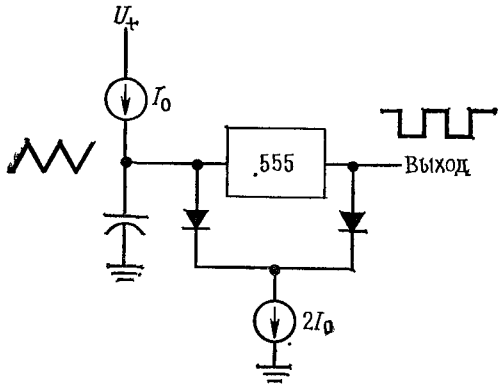


Рис. 4.33.

(4) Постройте генератор треугольных импульсов на основе 555. Используйте пару источников тока I_0 (втекающий ток) и $2I_0$ (вытекающий ток). Используйте выходной сигнал ИМС 555 для управления включением и выключением источника вытекающего тока $2I_0$. Одно из возможных решений показано на рис. 4.33.

Глава 5

СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ И ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

Почти любая электронная схема — от простых транзисторных схем и операционных усилителей и до сложнейших цифровых и микропроцессорных систем — требует для своей работы одного или нескольких стабильных источников питания постоянного тока. Простые нерегулируемые источники питания типа трансформатор — мостовой выпрямитель — конденсатор, вообще говоря, не годятся, поскольку их выходное напряжение зависит от тока нагрузки и напряжения в сети, кроме того, это напряжение пульсирует с частотой 120 Гц (100 Гц в СССР). К счастью, легко построить источник стабильного питания, если использовать отрицательную обратную связь и сравнивать выходное постоянное напряжение с некоторым постоянным эталонным напряжением. Такие стабилизированные источники универсальны и могут легко быть построены с помощью интегральных схем стабилизаторов напряжения, для чего потребуется только нерегулируемый источник постоянного напряжения (трансформатор — выпрямитель — конденсатор, батарея и т. п.) и еще несколько других элементов. В этой главе мы расскажем, как построить регулятор напряжения, используя некоторые интегральные схемы специального назначения. Та же схемотехника применяется в стабилизаторах напряжения на дискретных элементах (транзисторы, резисторы и т. п.), хотя это и не нужно ввиду доступности превосходных и недорогих интегральных схем стабилизаторов напряжения. Рассмотрение стабилизаторов напряжения вводит нас в круг вопросов, связанных с проблемой рассеяния больших мощностей, поэтому нам придется говорить об отводе тепла и об «ограничении тепловой обратной связи» для снижения рабочих температур транзистора и предотвращения повреждений схемы. Эти подходы могут быть применены в любой мощной схеме, включая усилители мощности. Разобравшись со стабилизаторами, мы вернемся обратно и обсудим некоторые детали проектирования нерегулируемых источников питания. В этой главе мы рассмотрим также источники опорного напряжения и интегральные схемы для их получения — аппаратуру, которая применяется независимо от стабилизаторов напряжения.

БАЗОВЫЕ СХЕМЫ СТАБИЛИЗАТОРОВ НА ОСНОВЕ КЛАССИЧЕСКОЙ ИМС 723

5.01. ИМС стабилизатора 723

Классический стабилизатор μA723 разработан Р. Видларом в 1967 г. Это универсальный, простой в употреблении стабилизатор с превосходными рабочими характеристиками. Хотя, может быть, вы

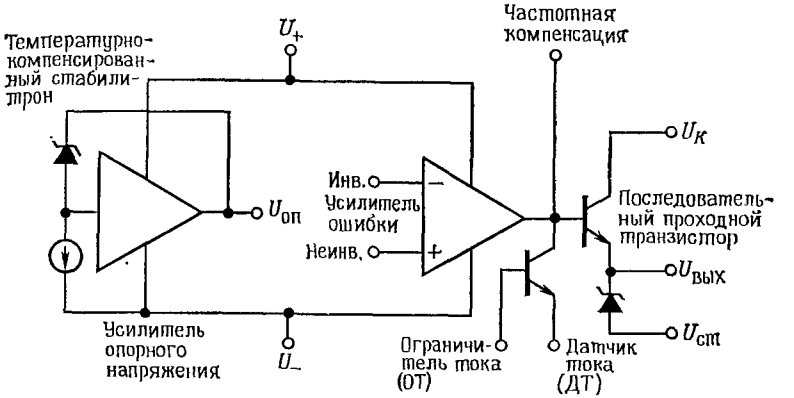


Рис. 5.1. Функциональная схема стабилизатора 723 (фирма Fairchild Camera and Instrument Corp.).

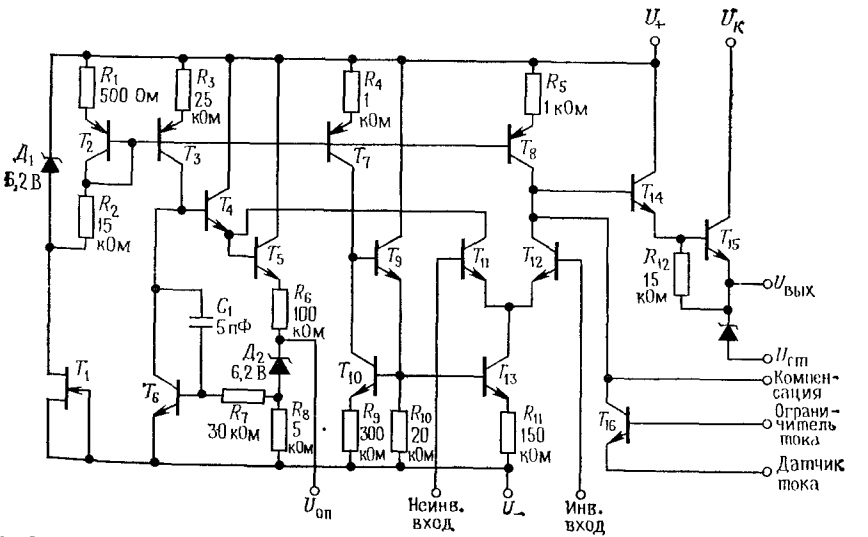


Рис. 5.2. Принципиальная схема стабилизатора 723 (фирма Fairchild Camera and Instrument Corp).

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

предпочтете ему более современные схемы, все же его стоит изучить, так как и новые схемы работают на тех же принципах. Его схемы изображены на рис. 5.1 и 5.2. Как видите, это настоящий блок питания, содержащий температурно-компенсированный источник опорного напряжения, дифференциальный усилитель, последовательно включенный проходной транзистор и схему защиты, обеспечивающую ограничение выходного тока. В том виде, в котором его выпускают, ИМС 723 ничего не регулирует. Чтобы заставить его работать, вам придется подключить к нему некоторые внешние цепи. Прежде чем они будут рассмотрены, обратимся к его собственной схеме. Она проста и легко понятна (в отличие от схем внутреннего устройства многих других ИМС).

Сердцем стабилизатора является температурно-компенсированный стабилитронный источник опорного напряжения. Стабилитрон $Д_2$ имеет положительный температурный коэффициент, поэтому его напряжение складывается с перепадом напряжения между базой и эмиттером транзистора T_6 (вспомните, что величина $U_{БЭ}$ имеет отрицательный температурный коэффициент около —2 мВ/°С) для получения опорного напряжения 7,15 В с приблизительно нулевым температурным коэффициентом (обычно 0,003%/°С). Транзисторы T_4—T_6 предназначены для смещения $Д_2$ током $I=U_{БЭ}/R_8$, стабилизированным отрицательной обратной связью по постоянному току, как показано на схеме. Транзисторы T_2 и T_3 образуют несимметричное токовое зеркало для смещения источника опорного напряжения; ток этих транзисторов устанавливается диодом $Д_1$ и резистором R_2 (в точке их соединения фиксируется напряжение на 6,2 В ниже U_+), которые, в свою очередь, запитаны током транзистора T_1 — полевого транзистора ПТ с p — n-переходом (см. гл. 6, в этой же схеме ПТ используется как источник тока).

Транзисторы T_{11} и T_{12} образуют дифференциальный усилитель (иногда называемый «усилителем сигнала ошибки», если описывать схему в терминах отрицательной обратной связи) — это типичная дифференциальная пара с высоким подавлением синфазных сигналов за счет эмиттерного источника тока T_{13}. Последний входит в схему токового зеркала на T_9, T_{10} и T_{13}, в свою очередь управляемого токовым зеркалом T_3, T_7 и T_8,— все эти транзисторы «отражают» ток, определяемый падением напряжения на $Д_1$ (см. разд. 2.13). Коллектор транзистора T_{11} имеет фиксированный положительный потенциал эмиттера T_4, а выходной сигнал усилителя ошибки снимается с коллектора T_{12}. Токовое зеркало T_8 служит коллекторной нагрузкой T_{12}. Транзистор T_{14} включен вместе с транзистором T_{15} по «неполной» схеме Дарлингтона. Заметьте, что коллектор транзистора T_{15} выведен отдельно, с целью обеспечить возможность подведения отдельного положительного питания. При включении транзистора T_{16} происходит запирание проходного транзистора; это сделано для того, чтобы ограничить выходной ток на безопасном уровне. В отличие от многих более новых схем стабилизаторов ИМС 723 не снабжена встроенными схемами аварийного отключения для защиты от чрезмерных токов нагрузки или слишком большого рассеяния мощности на ИМС. Существуют улучшенные стабилизаторы типа 723, а именно SG3532 и LAS1000, имеющие низковольтные источники опорного напряжения с малым разбросом (см. разд. 5.14), внутренние ограничители тока и схемы тепловой защиты.

5.02. Стабилизатор положительного напряжения

На рис. 5.3 показано, как построить стабилизатор положительного напряжения на базе ИМС 723. Все необходимые элементы, кроме четырех резисторов и двух конденсаторов, содержатся в самой ИМС. Делитель напряжения R_1 R_2 задает часть выходного напряжения, сравниваемую с опорным напряжением, а элементы ИМС 723 обеспечивают все остальные функции. Такая схема идентична неинвертирующему

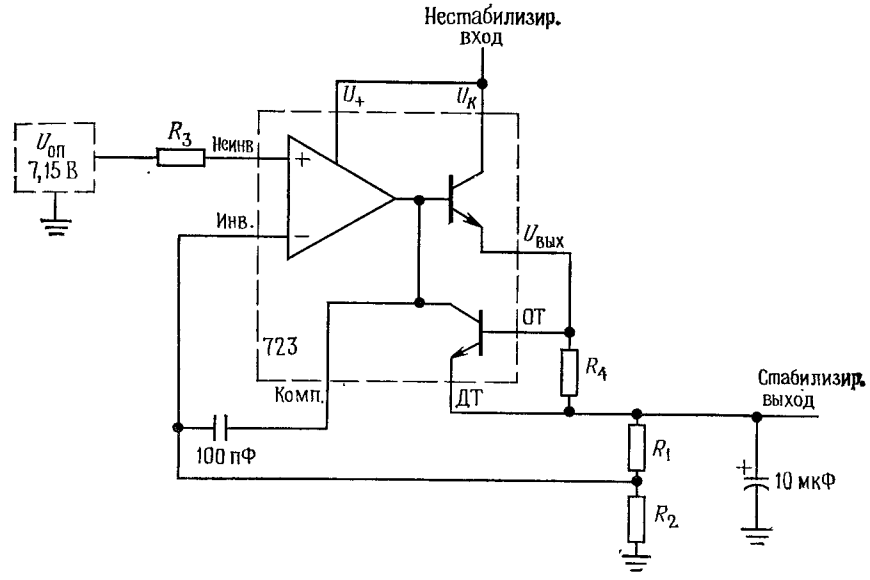


Рис. 5.3.

усилителю на ОУ с эмиттерным повторителем на выходе, если напряжение $U_{оп}$ рассматривать в качестве «входного сигнала». Резистор R_4 подбирается таким, чтобы падение напряжения на нем при максимально необходимом выходном токе было равно ~0,5 В, т. е. напряжению $U_{БЭ}$. Тогда при слишком большом токе это напряжение, приложенное к входам ОТ — ДТ, включит токоограничивающий транзистор (T_{16} на схеме 5.2), отключающий ток в базе проходного транзистора. Конденсатор емкостью 100 пФ добавлен для обеспечения устойчивости при включении обратной связи. Резистор R_3 (иногда отсутствует)

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

подбирается так, чтобы на входах дифференциального усилителя было бы одно и то же сопротивление. Это делает выходной сигнал нечувствительным к изменениям базовых токов смещения (например, при изменении температуры), подобно тому как это делалось при включении ОУ (разд. 3.12).

С помощью этой схемы можно получить любое стабилизированное напряжение питания от $U_{оп}$ до максимально допустимого уровня 37 В. Конечно, входное нестабилизированное напряжение (причем с учетом его колебаний) должен на несколько вольт превосходить выходное. Для стабилизатора 723 «перепад напряжения», т. е. величина, на которую подводимое питание должно превышать стабилизированное напряжение на выходе, должен быть не менее 3 В. Это значение типично и для большинства других стабилизаторов. Резисторы R_1 и R_2 обычно выбираются переменными или подстраиваемыми, чтобы можно было точно установить выходное напряжение. Значение $U_{оп}$ имеет производственный разброс от 6,8 до 7,5 В.

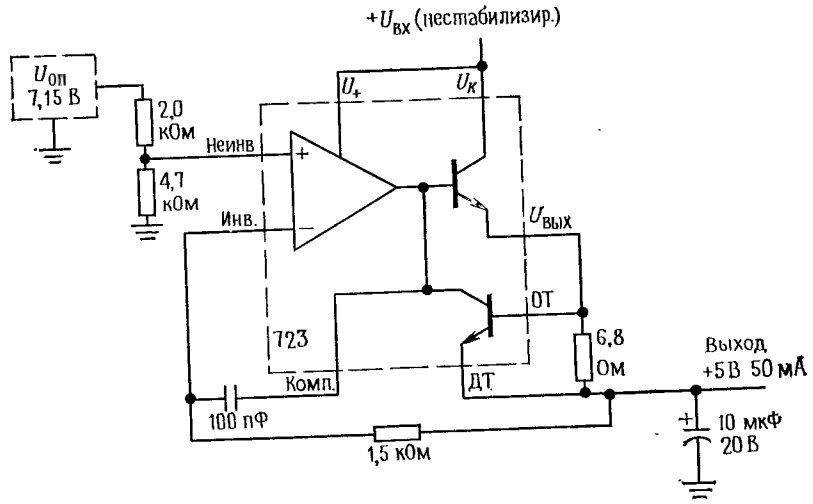


Рис. 5.4.

Как правило, рекомендуется шунтировать выход конденсатором емкостью в несколько микрофарад, как показано на схеме. Это сохраняет малые значения полного выходного сопротивления и на высоких частотах, при которых обратная связь становится менее эффективной. Конденсатор лучше всего выбрать в соответствии с рекомендацией изготовителя, иначе могут появиться автоколебания. И вообще, неплохо заземлить шины питания во всей запитываемой схеме, применив для этого керамические конденсаторы 0,01—0,1 мкФ в сочетании с танталовыми или электролитическими 1—10 мкФ.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Для получения выходных напряжений, меньших $U_{оп}$, надо просто поставить делитель опорного напряжения (рис. 5.4). Тогда все напряжение выхода будет сравниваться с нужной долей опорного напряжения. Параметры схемы рис. 5.4 выбраны в расчете на получение +5 В, 50 мА (максимум). С помощью подобных схем можно получать напряжения от +2 В до $U_{оп}$. Невозможно снизить выходное напряжение ниже +2 В, так как дифференциальный усилитель при уровне входного сигнала меньше 2 В работать не будет. Это задано в спецификации изготовителя (см. табл. 5.8). Напряжение питания схем не должно падать ниже +9,5 В — это уровень, необходимый для питания.

Третий вариант такой схемы используется, если надо построить стабилизатор с диапазоном выходного напряжения, содержащим $U_{оп}$ (т. е. стабилизатор, способный давать значения выходного напряжения и больше, и меньше $U_{оп}$). В таких случаях надо сравнивать часть выходного напряжения с долей опорного напряжения $U_{оп}$, которая меньше нижней границы желательного диапазона.

Упражнение 5.1. На основе ИМС 723 спроектируйте стабилизатор, дающий ток нагрузки до 50 мА в диапазоне выходных напряжений от +5 до +10 В. Указание: сравнивать поделенное напряжение с 0,5 $U_{оп}$.

5.03. Стабилизаторы с большими выходными токами

Встроенный проходной транзистор ИМС 723 рассчитан на 150 мА максимум, к тому же рассеяние мощности не должно превосходить 1 Вт при 25° С (и менее при более высокой окружающей температуре; для ИМС 723 этот параметр должен быть пересчитан с коэффициентом 8,3 мВт/°С на каждый градус превышения температуры окружающей среды 25°С, чтобы температура p — n-переходов удерживалась в безопасных пределах). Таким образом, стабилизатор на 5 В с питанием от +15 В не может давать ток нагрузки больше чем 80 мА. Чтобы обеспечить большие токи нагрузки, следует применять внешние проходные транзисторы. Подключим внешний проходной транзистор таким образом, чтобы он образовал со встроенным транзистором пару Дарлингтона (рис. 5.5). Транзистор T_1 — внешний проходной транзистор; он должен быть снабжен радиатором — чаще всего это ребристая металлическая пластина — для отвода тепла (можно и по-другому: поместить транзистор на одной из стенок корпуса блока питания). С вопросами теплового режима мы будем иметь дело в следующем разделе. Настроечный потенциометр применен для точного выставления +5 В на выходе. Диапазон подстройки должен быть достаточным для компенсации допуска на сопротивления резисторов, а также производственного разброса $U_{оп}$ (рассматривается наихудший случай). Диапазон настройки выходного напряжения находится в пределах ±1 В от номинала. Заметьте, что для получения тока нагрузки 2 А или около этого необходимо иметь мощный токоограничивающий резистор с низким сопротивлением.

Падение напряжения на проходном транзисторе. Одной из проблем при построении этой схемы является большое рассеяние мощности на проходном транзисторе (по крайней мере 10 Вт при полном токе нагрузки). Этого не избежать, если ИМС стабилизатора питается от

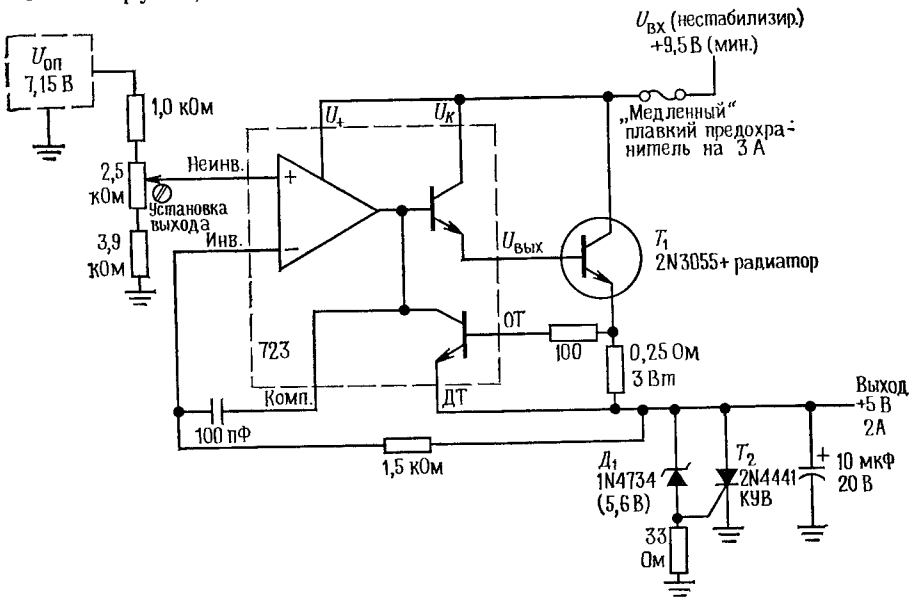


Рис. 5.5.

нестабилизированного источника, так как в этом случае ему нужен «запас сверху» в несколько вольт (определяемый минимальным падением напряжения). Если использовать для ИМС 723 отдельный слаботочный источник питания (например, +12 В), то минимум нестабилизированного напряжения питания на внешнем проходном транзисторе может всего лишь на 1 В превосходить стабилизированное напряжение на выходе, но лучше все же иметь запас хоть несколько вольт, так как в жестких условиях эксплуатации требуется нормальная работа даже при 20%-ном снижении напряжения в сети переменного тока.

Защита нагрузки по напряжению. В схеме рис. 5.5 предусмотрена также защита нагрузки от слишком больших напряжений, состоящая из $Д_1$, T_2 и резистора 33 Ом. Назначение этой схемы в том, чтобы закорачивать выход, если из-за какой-либо неисправности стабилизатора выходное напряжение последнего превысит 6,2 В (это может случиться, если отключится один из выводов резисторов делителя или откажет какой-нибудь элемент схемы 723). T_2 — это КУВ [1] (кремниевый

[1] Тиристор.— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

управляемый выпрямитель) — прибор, ток в котором отсутствует до тех пор, пока переход управляющий электрод — катод не получит прямое смещение. После этого прибор включается, и, однажды включившись, он не выключится, пока анодный ток не будет отключен извне. В нашем случае через управляющий электрод пойдет ток, если выходное напряжение окажется больше напряжения стабилитрона $Д_1$ плюс перепад на p — n-переходе. Когда это случится, в стабилизаторе включится схема ограничения тока и КУВ будет удерживать выходное напряжение около уровня земли. Если неисправность, приведшая к ненормальному повышению выходного напряжения, к тому же вывела из строя токоограничивающую схему (например, у транзистора T_1 замкнулся коллектор на эмиттер), то схема защиты должна будет отбирать очень большой ток. Поэтому есть смысл где-нибудь в цепи питания T_1 поставить плавкий предохранитель, как показано на схеме. Подробнее схемы защиты от превышения напряжений рассмотрены в разд. 5.06.

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ТЕПЛООТВОДА МОЩНЫХ СХЕМ

5.04. Мощные транзисторы и отвод тепла

Часто бывает необходимо, как мы видели в приведенных выше схемах, использование мощных транзисторов или других сильноточных устройств, таких, как КУВ или силовые выпрямители, рассеивающих мощности во много ватт. Недорогой и очень распространенный мощный транзистор 2N3055, будучи правильно смонтированным, рассеивает мощность до 115 Вт. Все мощные устройства выпускаются в корпусах, обеспечивающих тепловой контакт между их металлической поверхностью и внешним радиатором. Во многих случаях эта металлическая поверхность устройства электрически связана с одним из выводов (например, у мощного транзистора она всегда связана с коллектором).

В принципе задача теплоотвода состоит в том, чтобы удержать переходы транзисторов или других устройств при температуре, не превышающей указанной для них максимальной рабочей температуры. Для кремниевых транзисторов в металлических корпусах максимальная температура переходов обычно равна 200°С, а для транзисторов в пластмассовых корпусах равна 150°С. В табл. 5.1 приведены некоторые типы мощных транзисторов с указанием их температурных параметров. Проектировать теплоотвод для них просто: зная мощность, которую прибор будет рассеивать в данной схеме, подсчитываем температуру переходов с учетом теплопроводности транзистора, радиатора и максимальной рабочей температуры окружающей транзистор среды. Затем выбираем такой радиатор, чтобы температура переходов была намного ниже, чем указанная изготовителем максимальная. Здесь разумно перестраховаться, так как при температурах, близких к максимальной, транзистор быстро выходит из строя.

Таблица 5.1

Мощные транзисторы

npn	*pnp*	Корпус [1]	$U_{КЭ}$, В	$I_К$ (макс), А	$h_{21Э}$ (тип.)	$I_К$, А	$f_{ген}$, МГц	$C_{КБ}$ [2], пФ	$P_{расс}$, $T=25°C$, Вт	θ, °С/Вт	$T_{пер}$ (макс), °С	Примечания
Одиночные мощные: $U_{КЭ\ нас}=0{,}4$ В (тип.); $U_{БЭ\ вкл}=0{,}8$ В (тип.)												
2N5191	2N5194	A	60	4	100	0,2	2	80	40	3,1	150	Низкая цена, многоцелевой
2N5979	2N5976	B	80	5	50	0,5	2	60	70	1,8	150	
2N3055	MJ2955	TO-3	60	15					115	1,5	200	Металлический, широкого применения
MJE3055	MJE2955	B	60	10	50	2	2,5	125	90	1,4	150	Пластмассовый, широкого применения
2N5886	2N5884	TO-3	80	25	50	10	4	400	200	0,9	200	
2N5686	2N5684	TO-3	80	50	30	25	2	700	300	0,6	200	Для ультрамощных схем
2N6338	2N6437	TO-3	100	25	50	8	40	200	200	0,9	200	Комплементарные (пушпульные) выходные каскады
2N6275	2N6379	TO-3	120	50	50	20	30	400	250	0,7	200	То же
Составные мощные (Дарлингтона): $U_{КЭ\ нас}=0{,}8$ В (тип.); $U_{БЭ\ вкл}=1{,}4$ В (тип.)												
2N6038	2N6035	A	60	4	2000	2	—	30	40	3,1	150	Дешевый
2N6044	2N6041	B	80	8	2500	4	4	80	75	1,7	150	
2N6059	2N6052	TO-3	100	12	3500	5	4	100	150	1,2	200	
2N6284	2N6287	TO-3	100	20	3000	10	4	150	160	1,1	200	Сильноточный

[1]) A — малый пластмассовый мощный корпус (TO-26); B — большой пластмассовый мощный корпус (TO-127); [2]) $C_{КБ}$ (*npn*) при $U_{КБ}=10$ В; $C_{КБ}$ (*pnp*) $\approx 2C_{КБ}$ (*npn*).

Тепловое сопротивление. При расчете радиатора употребляется величина, называемая тепловым сопротивлением θ, которое равняется отношению величины перепада температур в градусах к передаваемой мощности. Если теплопередача происходит только путем теплопроводности, то тепловое сопротивление есть величина постоянная, не зависящая от температуры, а зависящая только от устройства теплового контакта. Для последовательного ряда тепловых контактов общее температурное сопротивление будет суммой тепловых сопротивлений отдельных соединений. Таким образом, для транзистора, смонтированного на радиаторе, общее тепловое сопротивление передаче тепла от перехода на внешнюю среду есть сумма тепловых сопротивлений соединения переход — корпус $\theta_{пк}$, соединения корпус — радиатор $\theta_{кр}$ и перехода радиатор — среда $\theta_{рс}$. Таким образом, температура p — n-перехода будет равна

$$T_п = T_с + (\theta_{пк} + \theta_{кр} + \theta_{рс})\,P,$$

где P — рассеиваемая мощность.

Рассмотрим пример. Ранее приведенная схема источника питания с внешним проходным транзистором имеет максимум рассеиваемой на транзисторе мощности 20 Вт при нестабилизированном входном напряжении +15 В (10 В падения напряжения, 2 А). Предположим, что эта схема должна работать при окружающей температуре 50°С — не так уж невероятно для компактно расположенного электронного оборудования,— и постараемся удержать температуру переходов ниже 150°С, т. е. намного ниже, чем указанные изготовителем 200°С. Тепловое сопротивление от перехода к корпусу будет 1,5°С/Вт. Мощный транзистор ТО-3, смонтированный со специальной прокладкой, обеспечивающей электрическую изоляцию и тепловой контакт, имеет тепловое сопротивление от корпуса к радиатору порядка 0,3°С/Вт. И наконец, радиатор фирмы Wakefield, модель 641, имеет тепловое сопротивление на границе с внешней средой порядка 2,3°С/Вт (рис. 5.6). Поэтому общее тепловое сопротивление между p — n-переходом и внешней средой будет приблизительно 4,1°С/Вт. При рассеиваемой мощности 20 Вт температура переходов будет на 84° выше температуры окружающей среды, т. е. будет равна 134° при максимальной внешней температуре. Очевидно, выбранный радиатор пригоден, а если необходимо, то можно выбрать и несколько меньший.

Замечания о радиаторах. 1. В схемах, где рассеиваются большие мощности, например несколько сотен ватт, может понадобиться принудительное воздушное охлаждение. Для этой цели выпускаются большие радиаторы, предназначенные для работы с вентиляторами и имеющие очень низкое тепловое сопротивление от радиатора к внешней среде — от 0,05 до 0,2°С/Вт.

2. Если транзистор должен быть электрически изолирован от радиатора, как это обычно и бывает необходимо, особенно если несколько транзисторов установлено на одном радиаторе, то используют тонкие изолирующие прокладки между транзисторами и радиаторами, а так-

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

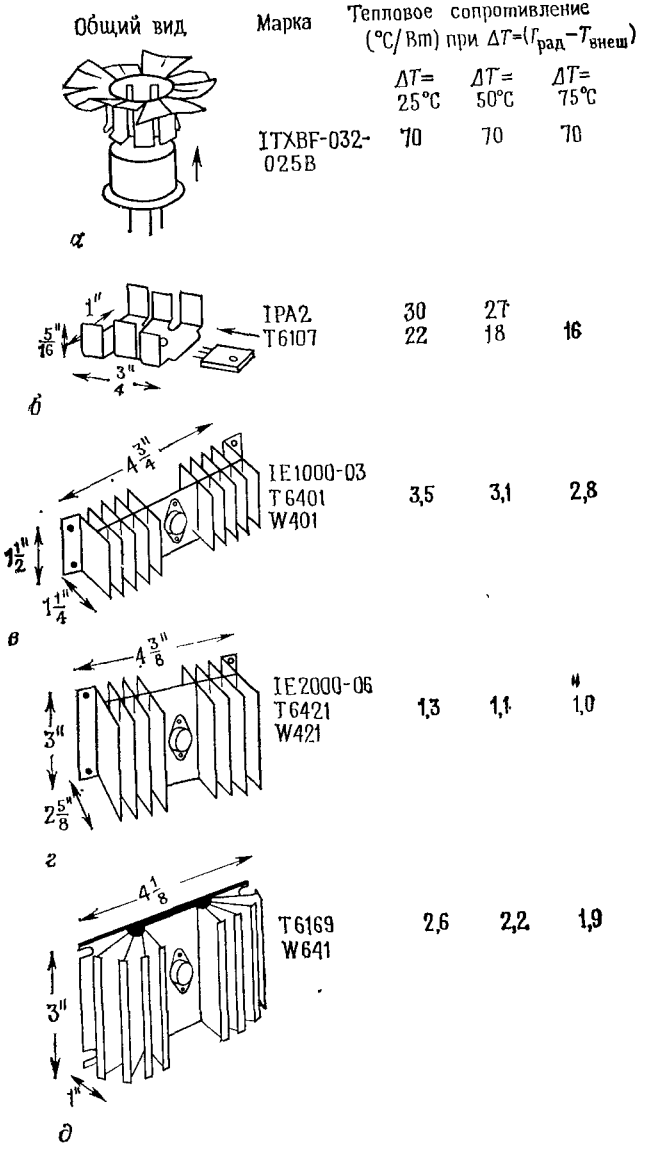


Рис. 5.6. Радиаторы для мощных транзисторов.
Фирмы-изготовители *I* — IERC, *T* — Thermalloy, *W* — Wakefield (размеры даны в дюймах, 1"=2,54 мм).

же изолирующие вкладыши для монтажных винтов. Прокладки выпускаются под стандартные транзисторные корпусы и делаются из слюды, изолированного алюминия и двуокиси бериллия BeO_2. При использовании теплопроводящей смазки они создают дополнительное тепловое сопротивление от 0,14°C/Вт (бериллиевые) до 0,5°C/Вт.

3. Малые радиаторы выпускаются в виде простых насадок на малогабаритные корпусы транзисторов (подобные стандартному TO-5). В случае малой рассеиваемой мощности (1—2 Вт) этого вполне достаточно, и не надо мучиться, монтируя транзистор куда-то на радиатор, а потом тащить от него провода обратно к схеме (пример см. на рис. 5.6). Кроме того, существуют различные типы малых радиаторов, предназначенные для работы с мощными ИМС в пластмассовых корпусах (многие стабилизаторы, а также мощные транзисторы имеют такие корпуса), которые монтируются прямо на плату под корпус ИМС. Это очень удобно в схемах, где рассеивается мощность не больше нескольких ватт (пример см. также на рис. 5.6).

4. Иногда удобно монтировать мощный транзистор прямо на шасси или корпус прибора. В этом случае лучше быть консерватором (не горячитесь и не перегревайтесь!), так как нагретый корпус нагреет и другие элементы схемы и сократит их сроки службы.

5. Если транзистор смонтирован на радиаторе без изоляции, то следует изолировать радиатор от шасси. Применение изолирующих прокладок рекомендуется всегда (например, модель Wakefield 103), если, конечно, корпус транзистора не заземлен по идее. Если транзистор изолирован от радиатора, то радиатор может быть закреплен прямо на шасси. Но если транзистор выступает наружу из прибора (скажем, если радиатор его смонтирован на внешней стороне задней стенки), то имеет смысл изолировать этот транзистор, чтобы никто до него случайно не дотронулся или не замкнул на землю (изолировать можно, например, прокладкой Thermalloy 8903N).

6. Тепловое сопротивление радиатор — внешняя среда обычно указывается для случая, когда ребра радиатора установлены вертикально и обдуваются воздухом без помех. Если же радиатор установлен как-нибудь по-другому или есть препятствия на пути потока воздуха, то эффективность радиатора снижается (повышается тепловое сопротивление); лучше всего монтировать радиатор на задней стенке прибора, ставя ребра вертикально.

7. Существуют радиаторы, предназначенные для работы с принудительным воздушным охлаждением. При использовании небольшого приборного вентилятора такие радиаторы могут отводить огромные количества тепла (много сотен ватт). Вопросы принудительного охлаждения более детально будут обсуждены в гл. 12.

Упражнение 5.2. Транзистор 2N5320, имеющий тепловое сопротивление переход — корпус 17,5°C/Вт, снабжен съемным радиатором типа IERC TXBF (см. рис. 5.6). Максимальная допустимая температура перехода равна 200°C. Какая мощность может рассеиваться такой конструкцией при внешней температуре 25°C? Как уменьшается эта мощность с каждым градусом увеличения температуры окружающей среды?

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

5.05. Ограничители тока с обратным наклоном характеристики

Для стабилизатора с простым ограничением тока рассеяние мощности на транзисторе будет максимальным, когда выход закорочен на землю (случайно или из-за неправильного изготовления схемы), и эта мощность рассеяния превосходит мощность при номинальной нагрузке. Например, проходной транзистор в рассмотренном нами стабилизаторе, дающем +5 В при токе 2 А, будет при закороченном выходе рассеивать мощность 30 Вт (на входе +15 В, ток 2 А), а при номинальной нагрузке — 20 Вт в худшем случае (перепад напряжений 10 В при токе 2 А). Еще хуже обстоит дело для схем, в которых напряжение, падающее на проходном транзисторе, представляет собой небольшую часть выходного напряжения. Например, в стабилизаторе, дающем +15 В при 2 А от нестабилизированного питания +25 В, рассеиваемая мощность изменяется от 20 Вт (полная нагрузка) до 50 Вт (короткое замыкание).

С аналогичной проблемой мы сталкиваемся при работе с пушпульными усилителями мощности. При нормальных условиях мы имеем максимальный ток нагрузки при минимальном напряжении на транзисторе (амплитуда выходного сигнала около максимальной), и, наоборот, при значении тока нагрузки, близком к нулю (нулевое напряжение на выходе), напряжение на транзисторе будет максимальным. При коротком замыкании мы имеем максимальный ток нагрузки в самый неподходящий момент, а именно при напряжении на транзисторе, равном полному напряжению питания. В результате мощность рассеяния на транзисторе намного превосходит нормальную.

Лобовое решение этой проблемы состоит в применении массивных радиаторов и транзисторов с большой расчетной мощностью, работающих в далекой от опасной области характеристик (см. разд. 5.07). Но даже и в этом случае нехорошо, что в аварийных условиях в схеме будет протекать слишком большой ток, поскольку могут выйти из строя другие элементы. Лучше воспользоваться методом ограничения с обратным наклоном токовой нагрузочной характеристики, при которой выходной ток уменьшается в условиях короткого замыкания или перегрузки. Идея метода видна из схемы рис. 5.7 — опять же на примере стабилизатора 723 с внешним проходным транзистором.

Делитель в цепи базы транзистора T_0 обеспечивает обратный наклон характеристики при коротком замыкании. При нормальном значении напряжения выхода +15 В ток в схеме ограничен величиной порядка 2 А, поскольку напряжение на базе транзистора T_0 равно +15,5 В, а на эмиттере +15 В (при повышенной температуре, при которой чип стабилизатора обычно работает, $U_{БЭ}$ равно примерно 0,5 В). Ток короткого замыкания будет меньше; при выходе, замкнутом на землю, выходной ток будет порядка 0,5 А, а потому рассеиваемая на транзисторе T_1 мощность будет меньше, чем при полной нагрузке. Таким образом, нет необходимости проектировать теплоотвод с запасом, достаточно его рассчитать только для случая полной

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

нагрузки. Величина тока короткого замыкания при заданном токе полной нагрузки определяется режимом трех транзисторов токоограничивающей схемы. Предупреждение: будьте осторожны при выборе значения тока короткого замыкания! Если переусердствовать,

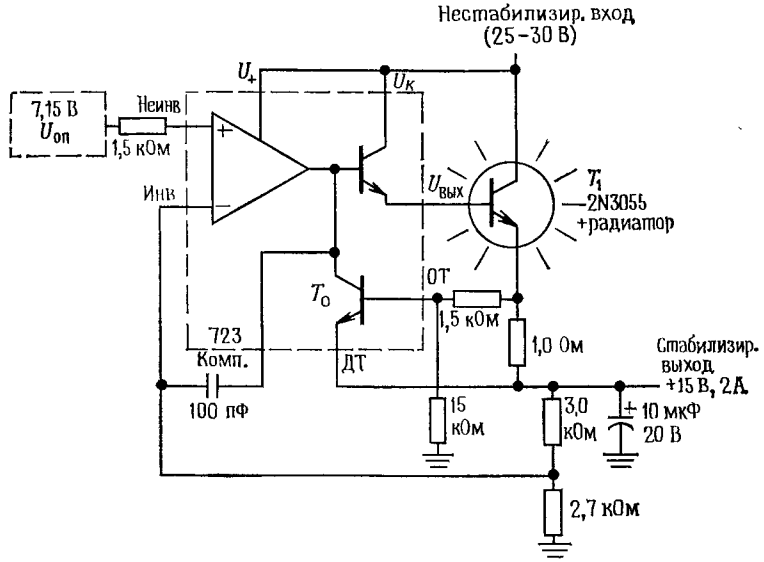


Рис. 5.7. Мощный стабилизатор, снабженный схемой ограничения тока с обратным наклоном характеристики.

то можно построить источник питания, который и на нормальную нагрузку «не запустится». Ток короткого замыкания не должен быть слишком малым: приблизительно одна треть тока максимальной нагрузки при полном выходном напряжении.

Упражнение 5.3. Спроектируйте стабилизатор с внешним проходным транзистором и обратным наклоном характеристики при коротком замыкании, дающий ток 1 А при стабилизированном напряжении на выходе +5 В и всего лишь 0,4 А при коротком замыкании выхода.

5.06. Защита от больших напряжений

Как было отмечено, полезно на выходе стабилизированного источника питания иметь какую-нибудь защиту от превышения номинального напряжения. Рассмотрим, например, источник питания +5 В, питающий большую цифровую систему (мы встретим много таких примеров после гл. 7). Входное напряжение стабилизатора может быть от +10 до +15 В. Если проходной транзистор выйдет из строя и коллектор замкнется на эмиттер (обычная неисправность), то все нестабилизированное напряжение окажется приложенным к питаемой схеме и результаты будут разрушительны. Хотя предохранитель, воз-

можно, и расплавится, но вообще-то предохранитель и кремниевые элементы в схеме будут соревноваться — кто быстрее выйдет из строя,— и скорее всего предохранитель расплавится позже. Эта проблема особенно серьезна для логических схем ТТЛ, которым требуется питание +5 В и которые не могут выдерживать больше 7 В. Другая опасная ситуация создается при работе от «стендового» источника питания с широким диапазоном выходных напряжений, имеющего нестабилизированное входное напряжение 40 В и более, независимо от значений выходного напряжения.

Датчик перенапряжений на стабилитроне. На рис. 5.8 показана широкоизвестная схема защиты. Ее вставляют между выходом стабилизатора и землей. Если напряжение на выходе стабилизатора превзойдет пробивное напряжение стабилитрона плюс прямое напряжение на диоде (для изображенной схемы — порядка 6,2 В), КУВ включится и останется в этом состоянии до тех пор, пока его анодный ток не упадет до нескольких миллиампер. Недорогой КУВ типа 2N4441 может отводить ток 5 А постоянно и выдерживать всплески тока до 80 А, перепад напряжения на нем в проводящем состоянии обычно равен 1 В при 5 А. Резистор 68 Ом должен обеспечить нормальный ток стабилитрона (10 мА) при включении КУВ [1], а конденсатор добавлен, чтобы схема защиты не срабатывала от безвредных коротких всплесков напряжения.

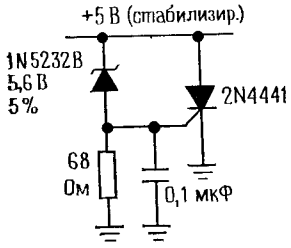


Рис. 5.8.

Описанная схема, как и все схемы защиты подобного типа, жестко устанавливает при срабатывании по перенапряжению на выводах источника питания напряжение «короткого замыкания» 1 В, и может быть выключена только отключением питания. Так как на КУВ в проводящем состоянии падает небольшое напряжение, то нет проблем с перегревом самой схемы защиты, поэтому такая схема защиты надежна. Важно только, чтобы источник стабилизированного питания имел какую-нибудь токоограничивающую схему или хотя бы плавкий предохранитель на случай короткого замыкания. Могут возникать проблемы с перегревом самого стабилизатора при срабатывании схемы защиты. Если он содержит внутреннюю токоограничивающую схему, то плавкий предохранитель не сработает и источник питания так и будет сидеть на схеме защиты с низким напряжением на выходе, пока кто-нибудь этого не заметит. Здесь хорошо применить схему защиты от короткого замыкания с наклоном характеристики.

С этой простой схемой защиты связано несколько вопросов, в основном по поводу выбора напряжения стабилитрона. Последние выпускаются только на определенные значения пробивного напряжения,

[1] Скорее для отвода токов утечки КУВ и стабилитрона, могущих при оторванном управляющем электроде КУВ запустить его.— *Прим. ред.*

задаваемого, вообще говоря, с большим допуском, и часто не имеют резкого излома на вольт-амперной характеристике. Вместе с тем желаемое напряжение срабатывания схемы защиты может быть задано с довольно жестким допуском. Рассмотрим источник питания 5 В, питающий цифровую логическую схему. Обычный допуск напряжения питания составляет 5—10% от номинала, поэтому напряжение срабатывания схемы защиты не может быть ниже 5,5 В. Эта цифра должна быть еще увеличена из-за переходных процессов в источнике питания: при резком изменении тока нагрузки может произойти скачок напряжения — всплеск и вслед за ним затухающие пульсации. Эта проблема усугубляется, если измерительные элементы отдалены и подсоединены длинными проводами (индуктивность). Получающиеся колебания накладывают динамические помехи на уровень выходного напряжения, и схема защиты не должна от них срабатывать. Поэтому ее напряжение срабатывания не должно быть меньше 6 В, с другой стороны, оно не должно превосходить 7 В во избежание повреждений логических схем. И вот когда вы начинаете обдумывать схему с учетом допусков стабилитронов, конкретных значений их номинальных напряжений и допусков напряжения срабатывания КУВ, то вам приходится решать хитрую задачу. В схеме рис. 5.8 напряжение срабатывания может оказаться от 5,9 до 6,6 В даже при использовании обозначенного на схеме сравнительно дорогого 5%-ного стабилитрона.

ИС-датчик перенапряжений. Проблемы, возникающие при построении простой схемы защиты на стабилитроне и КУВ, можно решить, применив вместо нее специальную триггерную ИМС защиты, как, например, MC3423. Это недорогая ИМС в мини-DIP (двухрядном) корпусе с регулируемыми напряжением и временем срабатывания. Такая ИМС имеет также индикаторный вывод для сигнализации о срабатывании. ИМС содержит встроенный источник опорного напряжения, несколько компараторов и драйверов, и для построения всей схемы защиты требуется еще только три внешних резистора, КУВ и конденсатор (необязательно).

Ограничители. Другое решение вопроса защиты от перенапряжения — установка мощного стабилитрона или его аналога параллельно выходу источника питания. Это снимает вопрос о срабатываниях на всплесках, поскольку стабилитрон немедленно перестает проводить, как только исчезает «лишнее» напряжение (не то что КУВ, у которого память, как у слона). На рис. 5.9 показана схема «активного стабилитрона». К сожалению, схема защиты, построенная на мощном стабилитронном ограничителе, также имеет свои недостатки. Если стабилизатор выйдет из строя, схеме защиты придется справляться с рассеянием большой мощности ($U_{стаб}I_{огр}$) и она сама может выйти из строя. Это и случалось, например, с серийным источ-

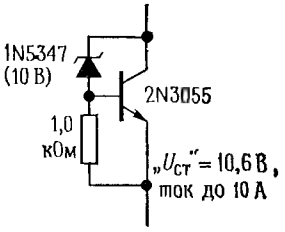


Рис. 5.9.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

ником питания для магнитного диска на напряжение 15 В и ток 4 А. Когда в нем портился проходной транзистор, на стабилитроне 16 В 50 Вт рассеивалась мощность больше расчетной и он тоже выходил из строя.

5.07. Специальные вопросы проектирования сильноточных источников питания

Использование отдельных нестабилизированных источников для питания сильноточных цепей. Как уже упоминалось в разд. 5.03, хорошо, как правило, использовать отдельный источник для сильноточных цепей в мощном источнике питания. Таким путем рассеивание мощности на проходном транзисторе можно свести к минимуму, поскольку нестабилизированное напряжение, подаваемое на проходной транзистор, может быть выбрано точно таким, какое нужно для достаточного «запаса сверху» (а стабилизаторы типа 723 имеют для этой цели выводы питания U_+). Например, стабилизатор, дающий на выходе +5 В, 10 А, может работать от входного напряжения 10 В с размахом пульсаций около 1—2 В и отдельного источника питания +15 В для питания элементов стабилизатора (опорный источник, усилитель ошибки и т. д.). Как говорилось выше, нестабилизированное входное напряжение должно быть выбрано достаточно большим в расчете на наихудший случай напряжения в силовой линии переменного тока (105 В), а также на допуски параметров трансформатора и конденсатора.

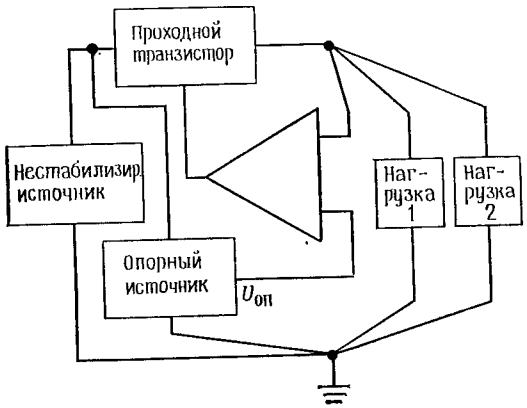


Рис. 5.10.

Линии связей. Для источников питания с большим выходным током или источников прецизионного напряжения следует тщательно продумать линии соединений как в самом стабилизаторе, так и между стабилизатором и его нагрузкой. Если несколько различных приборов работают в качестве нагрузки одного стабилизатора, то все они должны присоединяться к источнику питания в точке, в которой проявляется выходное напряжение, иначе флуктуации тока в одной из нагрузок повлияют на напряжение на подводах к остальным нагрузкам (рис. 5.10).

В действительности хорошо иметь, как показано на схеме, общую точку заземления («Мекка») для нестабилизированного питания, опорного источника и т. д. Проблема падения напряжения в соединительных проводах между источником питания и нагрузкой с большим током иногда решается путем вынесения измерительных элементов: клеммы, ведущие обратно к усилителю ошибки и опорному источнику, выводятся отдельно на клеммную колодку источника питания и могут или подсоединяться к выходам стабилизированного напряжения прямо на этом месте (обычный способ), или от них могут быть проложены шины дальше и присоединены к нагрузке рядом с выводами напряжения питания (этот способ требует наличия четырех проводов, два из которых должны быть рассчитаны на большие токи нагрузки). Большинство серийных источников питания приходит с перемычкой на задней стенке, соединяющей измерительные входы стабилизатора с его выходом, которую можно убрать для «вынесения» измерительных входов. Аналогично включаются четырехпроводные резисторы для измерения тока нагрузки при построении источников питания с точно удерживаемым постоянным значением тока в нагрузке. Более подробно это описывается в разд. 5.24.

Параллельное включение проходных транзисторов. Если от источника питания требуются большие значения выходного тока, то приходится применять несколько проходных транзисторов, соединенных параллельно. При этом из-за разброса параметра $U_{БЭ}$ приходится последовательно с эмиттером каждого из них ставить небольшой резистор, как показано на рис. 5.11. Эти резисторы гарантируют приблизительно равное распределение тока между проходными транзисторами. Значение R выбирается таким, чтобы падение напряжения на резисторе было ~0,2 В при максимальном значении выходного тока. Мощные ПТ могут быть соединены параллельно без дополнительных элементов благодаря отрицательному наклону зависимости их тока стока от температуры. Это мы рассмотрим в разд. 6.20.

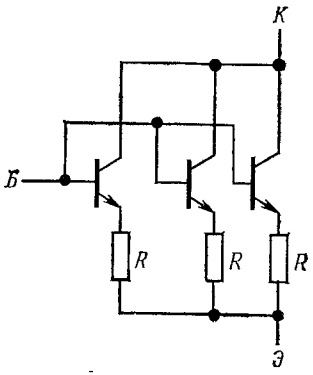


Рис. 5.11.

Область безопасной работы (ОБР) Последнее замечание о мощных транзисторах: явление, известное как «лавинный пробой», ограничивает одновременно и ток, и напряжение, которое может быть приложено к любому конкретному транзистору, поэтому изготовителем указывается область безопасной работы (это совокупность диапазонов безопасных напряжений при данном токе в зависимости от времени его протекания). Лавинный пробой связан с образованием «горячих точек» в транзисторных переходах и возникающим вследствие этого неравномерным распределением полного тока. Этот факт накладывает на ток коллектора еще более жесткие ограничения, чем максимум рассеиваемой мощности (кроме случаев малых напряжений

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

между коллектором и эмиттером). На рис. 5.12 показана область безопасной работы для широко применяемого транзистора 2N3055. Когда $U_{КЭ}>40$ В, лавинный пробой ограничивает постоянный ток коллектора до величин меньших, чем позволяет максимальное значение рассеиваемой мощности (115 Вт). Мощные МОП-транзисторы в связи

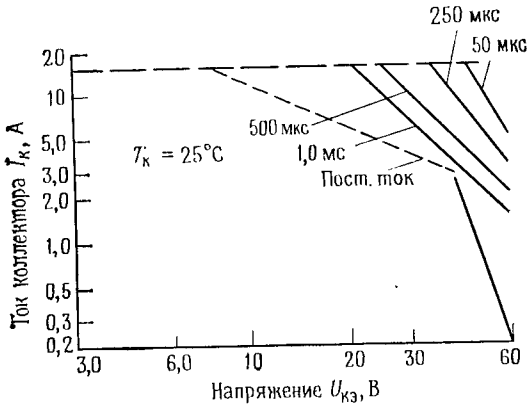


Рис. 5.12. Область безопасной работы мощного транзистора (с разрешения Motorola Semiconductor Products Inc.).

— — — ограничен сечением выводов; - - - температурное ограничение $T_К$=250°C (отдельные импульсы); ———— ограничение лавинного пробоя.

с их отрицательной зависимостью тока стока от температуры не боятся температурного дрейфа параметров и лавинного пробоя, поэтому их область безопасной работы ограничена только максимумом рассеиваемой мощности в границах максимального напряжения и тока [1].

5.08. Программируемые источники питания

Часто возникает необходимость в наличии такого источника питания, который можно регулировать вплоть до нулевого напряжения, особенно в случае стендовых источников, где такая гибкость существенна. К тому же часто целесообразно «программировать» выходное напряжение каким-либо другим напряжением, цифровым кодом или, например, ручным переключателем. На рис. 5.13 показана классическая схема источника питания, допускающая регулировку вплоть до нулевого напряжения (в отличие от схем, использующих ИМС 723). Отдельный расщепленный источник питания питает стабилизатор и дает точное опорное отрицательное напряжение (об опорных источниках подробнее см. разд. 5.13 и 5.14). Резистор R_1 служит для установки выходного напряжения, и, так как инвертирующий вход

[1] Это связано и с принципом действия полевых транзисторов,— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

потенциально заземлен, оно может меняться до нуля (при нулевом сопротивлении R_1). Поэтому, когда схема стабилизатора (это может быть интегральная схема или собранная из отдельных элементов) питается от расщепленного источника, не возникает трудностей, связанных с низким выходным напряжением.

Чтобы сделать стабилизатор программируемым, просто заменим $U_{оп}$ напряжением, задаваемым извне (рис. 5.14). Остальная часть схемы останется без изменений. Резистор R_1 теперь будет масштабировать $U_{упр}$.

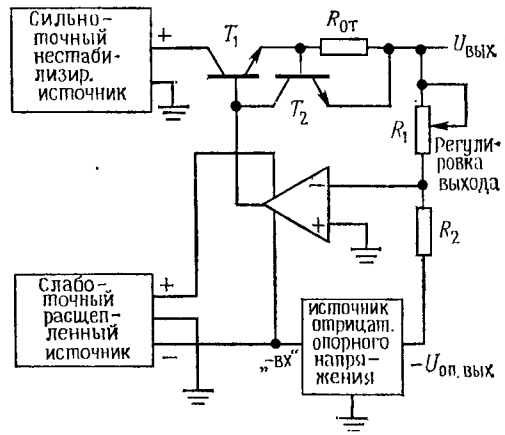


Рис. 5.13. Стабилизатор с нижней границей диапазона выходного напряжения 0 В.

Управление цифровым кодом можно получить заменой опорного напряжения на устройство, называемое «цифро-аналоговый преобразователь» (ЦАП) с токоотбирающим выходом. Эти устройства, которые мы позже рассмотрим, преобразуют двоичный код на входе в пропорциональный по току (или напряжению) сигнал на выходе. Распространенным устройством такого типа является MC1408 — монолитный восьмибитовый ЦАП с токоотбирающим выходом стоимостью около 5 долл. Заменив $U_{оп}$ и R_2 на ЦАП, получим источник питания, программируемый цифровым кодом. Так как на инвертирующем входе потенциальная земля, то от ЦАП не требуется значительного рабочего диапазона по напряжению. На практике R_1 используется для выставления определенного масштаба преобразования цифрового кода, например 1 мВ на единицу входного кода.

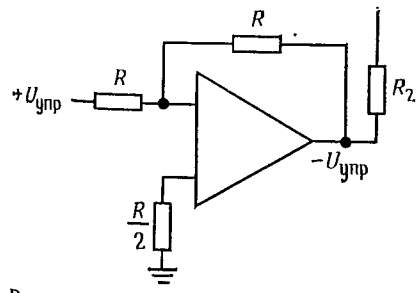


Рис. 5.14.

5.09. Пример схемы источника питания

«Лабораторный» стенд питания, схема которого показана на рис. 5.15, дает возможность собрать вместе все проектные идеи. Для стендового питания общего назначения важна возможность регулировать выход стабилизированного питания вплоть до нулевого напряжения, поэтому для питания стабилизатора используется дополнительный

расщепленный источник. $ИС_1$ — это высоковольтный операционный усилитель, предназначенный для работы в стабилизаторах, например MC1436, который может работать при полном напряжении питания 68 В. Параллельно включенные проходные транзисторы обеспечивают рассеяние достаточной мощности и достаточную область безопасной работы, необходимую даже для умеренных значений тока,

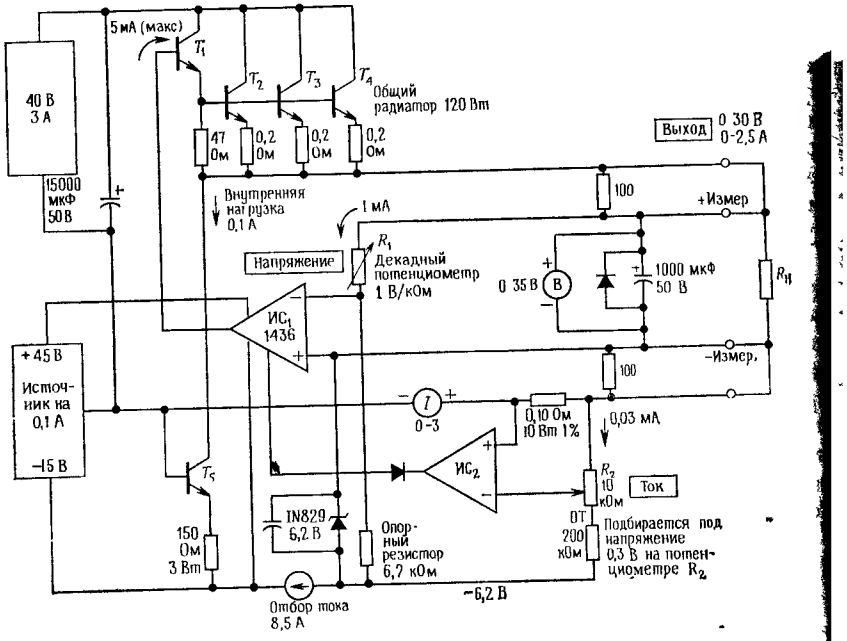


Рис. 5.15. Лабораторный блок питания.

если обеспечивается столь широкий диапазон выходного напряжения. Жесткие требования вызваны тем, что входное нестабилизированное напряжение должно быть достаточно высоким для обеспечивания максимума выходного напряжения; в результате при малых выходных напряжениях падение напряжения на проходных транзисторах оказывается значительным. В некоторых источниках этот вопрос решается переключением входного нестабилизированного напряжения в зависимости от диапазона выходного регулируемого трансформатора, источники питания, работающие от управляемого тем же сигналом, что и выходное напряжение. В обоих случаях теряется возможность дистанционного программирования.

R_1 — это прецизионный многодекадный потенциометр для прецизионной и линейной регулировки выходного напряжения. Выходное напряжение сравнивается с опорным, получаемым от прецизионного стабилитрона 1N829 (температурный коэффициент $5 \cdot 10^{-6}$/°C при токе стабилитрона 7,5 мА). Схема ограничения тока сложнее простого

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

токового ограничителя, который обсуждался выше, так как при использовании стендового питания иногда желательно установить точный и стабильный предел тока нагрузки. При наличии такой возможности источник питания становится гибким источником постоянного тока. Транзистор T_5 обеспечивает постоянный балластный ток 100 мА, обеспечивая хороший рабочий режим схемы даже при значениях выходных напряжения или тока, близких к нулю, за счет удержания проходных транзисторов в активном режиме. Балластный ток позволяет источнику питания «поглощать» некоторый ток от нагрузки без увеличения выходного напряжения. Это целесообразно при работе с некоторыми необычными видами нагрузки, с которыми иногда приходится сталкиваться, например, прибор с собственным источником питания, который может подать некоторый ток на выводы стенда питания.

Отметим наличие внешних измерительных входов, не слишком правильно соединенных с выходными клеммами источника питания. Для прецизионного регулирования напряжения на нагрузке следовало бы подвести измерительные цепи к самой нагрузке, избегая падения напряжения на связующих проводниках, создающих паразитные цепи обратной связи.

НЕСТАБИЛИЗИРОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

Все стабилизированные источники питания требуют для своей работы источника «нестабилизированного питания постоянного тока» (см. разд. 1.27). Рассмотрим схему источника нестабилизирован-

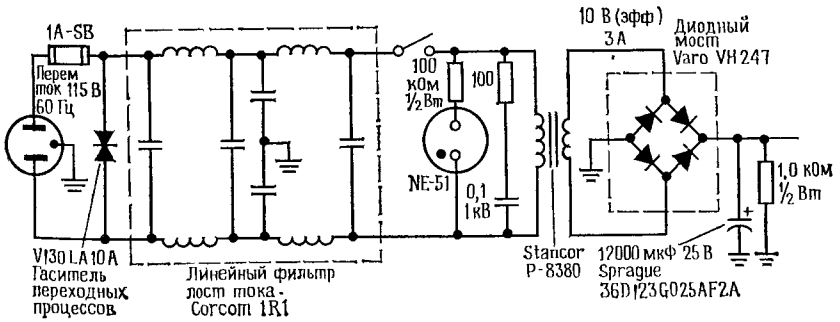


Рис. 5.16. Нестабилизированный источник питания со схемой связи с сетью переменного тока.

ного питания +13 В (номинал), предназначенного для использования со стабилизатором на +5 В, 2 А (рис. 5.16). Рассмотрим эту схему слева направо, отмечая вопросы, о которых надо помнить при проектировании подобных устройств.

5.10. Компоненты линии переменного тока

Трехпроводная связь. Всегда используйте трехпроводный шнур с нейтральной зеленой жилой, присоединенной к кожуху прибора. Прибор без заземления может оказаться смертоносным в случае пробоя изоляции трансформатора или случайного контакта одной из шин питания (от сети) с кожухом прибора. Если кожух заземлен, то при такой неисправности просто сгорит предохранитель.

Линейный фильтр и устройство подавления переходных процессов. В этой схеме мы применяем простой линейный *LC*-фильтр. Вообще, часто обходятся без таких фильтров, но с ними лучше, во-первых, потому, что они препятствуют возможному радиоизлучению из силовых проводов, а во-вторых, потому, что эти фильтры убирают помехи, которые могут быть наведены извне в линии питания. Фильтры для линий питания с великолепными параметрами выпускают несколько фирм, например Corcom, Cornell-Dubilier, Sprague. Эксперименты показали, что большие всплески (от 1 до 5 кВ) иногда случаются в любых линиях сетевого питания, а всплески поменьше встречаются чаще. Линейные фильтры довольно эффективно снижают действие таких помех.

Во многих ситуациях желательно использование «гасителя переходных процессов», показанного на схеме. Это — устройство, которое начинает проводить ток, как только напряжение на его выводах превосходит определенный предел (как двусторонний высоковольтный стабилитрон). Устройства эти невелики и дешевы и могут гасить опасные импульсы тока в сотни ампер. Гасители переходных процессов выпускаются многими фирмами, например GE и Siemens. В табл. 5.2 и 5.3 приведены данные фильтров радиочастотных помех и гасителей переходных процессов.

Таблица 5.2

Гасители переходных процессов переменного тока 130 В

Фирма-изготовитель	Обозначение	Диаметр, мм	Энергия, (Вт·с)	Пиковый ток, А	Емкость, пФ
GE	V1301A1	8,73	4	500	180
Siemens	SO7K130	9,12	6	500	130
GE	V130LA10A	16,66	30	4000	1000
Siemens	S14K130	17,06	22	2000	1000
GE	V130LA20B	22,62	50	6000	1900
Siemens	S20K130	23,20	44	4000	2300

Плавкий предохранитель. Плавкий предохранитель — существенная деталь любого предмета электронного оборудования. Большие щитовые предохранители на 15—20 А не защитят электронное оборудование, поскольку они срабатывают только в случае превышения общего расчетного тока проводки. Например, если проводка в здании сделана проводами четырнадцатого номера сечения, то предохранители будут рассчитаны на 15 А. Если же замкнется накоротко конденсатор фильтра в только что рассмотренной схеме (довольно обычная неисправность), то ток в первичной обмотке трансформатора может достичь 5 А вместо обычного 0,25 А. Общий предохранитель не сгорит, но ваш прибор превратится в электроплитку

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Фильтры для линий переменного тока 115 В *Таблица 5.3*

Фирма-изготовитель	Обозначение	Схема	Ток, А	Типичное ослабление (50 Ом/50 Ом), дБ			Соединительные выводы
				150 кГц	300 кГц	1 МГц	
CDE	APF-110L	L	1	10	20	42	Двухпроводный, для пайки (для разъема IEC применяется дополнительный — CEE; для трехпроводной розетки — CL)
	APF-140L	L	1	40	50	60	
	APF-510L	L	5	10	20	42	
	APF-540L	L	5	40	50	60	
Cordom	1EF1	П-образный	1	12	20	42	Двухпроводный, под разъем IEC
	1EF6	П-образный	6	12	20	42	
	1R1	Двойной Т-образный	1	45	60	70	Двухпроводный, под пайку
	1R3	Двойной Т-образный	3	45	60	70	
Erie	9011-100-1010	П-образный	0,5	75	80	80	Однопроводный, концевое соединение (резьбовая втулка)
	9001-100-1021	П-образный	1	20	40	80	
	9011-100-1012	П-образный	3	48	66	80	
Sprague	1JX5201A	П-образный	1	20	30	50	Двухпроводный, под пайку (для розетки используется добавочный — D)
	3JX5303A	Двойной Т-образный	3	45	60	70	Двухпроводный, под пайку
	3JX5421A	П-образный	3	20	30	40	Двухпроводный, под разъем IEC

или костер, поскольку на трансформаторе будет рассеиваться мощность более 500 Вт!

Несколько замечаний о плавких предохранителях: в блоках питания лучше использовать медленно действующие предохранители, поскольку имеют место большие токи переходных процессов при включении (например, при зарядке конденсаторов фильтра). Употребляйте предохранители с током срабатывания по крайней мере на 50% большим, чем требуется по значению номинального тока. Во-первых, предохранители, работающие на грани тока срабатывания, иногда плавятся «от усталости». Во-вторых, следует иметь некоторый запас для наихудших расчетных условий — ток нагрузки может возрасти, если увеличится напряжение в линии и т. д. Подводя провода к держателю предохранителя (к тому, что обычно применяется для предохранителей 3AG, которые почти универсальны для любого электронного оборудования), делайте это таким образом, чтобы человек, меняющий предохранитель, не мог случайно коснуться силовой линии. Для этого нужно «горячий» провод подводить только к заднему выводу предохранителя (один из авторов убедился в этом на собственном опыте!)

Риск электрического удара. Из изложенного следует, что неплохо было бы все места соединений внутри прибора, на которых есть 110 В [1], изолировать тефлоновыми трубками («кембриками»), дающими усадку при нагревании (использование внутри электронных приборов «фрикционной» ленты или электрической изоляционной ленты — это чистая партизанщина). Так как большинство транзисторных схем работает на относительно низких постоянных напряжениях — от 15 до 30 В или около того, единственное место в большинстве электронных приборов (конечно, есть и исключения), где может стукнуть током,— это провода силового питания. Весьма коварен в этом отношении выключатель на передней панели устройства, так как он близок к другой, низковольтной, проводке. Ваш измерительный прибор (в худшем случае — ваши руки) может легко вступить в контакт с этим напряжением во время измерительных работ.

Полезные мелочи. Сигнальная лампа, обозначенная на схеме NE-51,— это неоновая лампа с понижающим резистором. Сейчас рекомендуется использовать светодиод, который работает от источника стабилизированного напряжения. Он и служит дольше и дешевле.

Цепь из последовательно соединенных резистора 100 Ом и конденсатора 0,1 мкФ, поставленная параллельно первичной обмотке трансформатора, предупреждает появление больших переходных процессов индуктивного характера, которые могли бы возникать при выключении. Часто обходятся без такой цепи, но лучше этого не делать, особенно в оборудовании, которое будет работать рядом с ЭВМ или другим цифровым устройством. Иногда такие *RC*-амортизаторы ставят параллельно выключателю, что то же самое.

[1] Соответственно 220 В, 127 В и т. д.— *Прим. ред.*

5.11. Трансформаторы

Теперь о трансформаторе. Никогда не стройте прибора, работающего от сети переменного тока без трансформатора! Так поступать — это значит играть с огнем. Бестрансформаторные источники питания, предпочитаемые некоторыми потребителями электронной аппаратуры (радиоприемники, телевизоры и т. д.) за их дешевизну, ставят схему под высокое напряжение по отношению к внешнему заземлению (водопроводные трубы и т. п.). Этого не должно быть в приборах, предназначенных для связи с каким-либо другим оборудованием, и вообще этого следует избегать. Будьте крайне осторожны, работая с подобным оборудованием: даже простое присоединение осциллографа к шасси может дать очень неприятный эффект.

Выбор трансформатора — это более сложное дело, чем можно было бы ожидать. Одна из причин этого заключается в том, что изготовители долго раскачивались с выпуском трансформаторов на те значения напряжения и тока, которые подходят для транзисторных схем (каталоги забиты трансформаторами, разработанными еще для электронных ламп), и нужный вам трансформатор часто приходится мотать самому, чего вам совсем не хочется. Отличается от прочих фирма Signal Transformer Company, предлагающая большой выбор трансформаторов и быстро их поставляющая. Не проглядите возможность получить трансформаторы, сделанные на заказ, если вам их требуется больше нескольких штук.

Даже если считать, что у вас есть такой трансформатор, какой вы хотите, все равно еще надо решить, какие напряжение и ток будут для вас наилучшими. Чем меньше входное напряжение стабилизатора, тем меньше рассеяние мощности на проходном транзисторе. Но надо быть абсолютно уверенным в том, что входное напряжение стабилизатора не упадет ниже необходимого минимума — обычно от 2 до 3 В над уровнем стабилизированного напряжения,— иначе можно получить провалы стабилизированного уровня с пульсациями на удвоенной частоте сети. Здесь сказываются пульсации нестабилизированного напряжения, так как существует минимум входного напряжения для стабилизатора, превышающий некоторое критическое напряжение. Рассеяние же мощности на транзисторе определяется средним значением входного напряжения стабилизатора.

Для примера: в стабилизаторе на +5 В можно иметь входное напряжение +10 В при минимуме пульсации, которая сама по себе может достигать 1—2 В. Зная напряжение во вторичной обмотке, можно получить довольно точную оценку напряжения постоянного тока, снимаемого с выпрямительного моста: на вершине пульсации это пик выпрямленного напряжения, приблизительно в 1,4 раза больший среднеквадратичного значения напряжения вторичной обмотки, минус падение напряжения на двух диодах. Но все же нужно провести и практические измерения, если вы стараетесь построить стабилизатор с минимальным падением напряжения на нем, так как ис-

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

тинное значение выходного напряжения нестабилизированного источника питания зависит также от параметров трансформатора, которые трудно учесть заранее: сопротивление обмотки, напряжение под нагрузкой и т. д. Удостоверьтесь, что измерения производятся при наихудших условиях: полная нагрузка и минимальное напряжение питающей сети. Помните, что большие конденсаторы фильтра имеют очень большой разброс: от —30 до +100%. Есть смысл применять трансформаторы с набором входных клемм на первичной обмотке, если они доступны, для окончательной регулировки выходного напряжения. Трансформаторы серий Triad F-90X и Stancor TR обладают в этом смысле большой гибкостью.

Еще одно замечание о трансформаторах: иногда расчет тока делается для эффективного тока вторичной обмотки, в частности для трансформаторов, предназначенных для работы с омической нагрузкой (например для трансформаторов накала). Так как схема выпрямителя проводит ток в течение только малой части цикла (в то время, когда конденсатор действительно заряжается), эффективное значение тока, а также рассеиваемая мощность могут превзойти допустимое значение тока нагрузки, соответствующее расчетному среднеэффективному значению. Ситуация усугубится, если увеличить емкость конденсатора для сглаживания пульсаций до стабилизатора,— это просто потребует большей мощности от трансформатора. В этом отношении лучше двухполупериодный выпрямитель, поскольку он использует большую часть периода напряжения переменного тока.

5.12. Элементы схемы, работающие на постоянном токе

Конденсатор фильтра. Конденсатор фильтра выбирается достаточно большой емкости для уменьшения пульсаций до приемлемой величины и рассчитанным на достаточное напряжение, чтобы выдержать худший вариант — отсутствие нагрузки и максимальное напряжение сети. Для схемы, изображенной на рис. 5.16, пульсации будут составлять около 1,5 В при полной нагрузке. Из опыта проектирования можно рекомендовать использование электролитических конденсаторов, подобных тем, которые используются в ЭВМ (они выпускаются в виде цилиндров с резьбовым выводом с одной стороны), например типа Sprague 36D. На небольшие значения емкостей большинство изготовителей выпускают конденсаторы такого же качества в варианте с осевыми выводами (по одному проводнику торчит с каждого конца), например типа Sprague 39D. Помните о большом допуске значений емкости!

Здесь может быть полезно вернуться к разд. 1.27, где впервые обсуждался вопрос о пульсациях. Всегда, кроме случая импульсных стабилизаторов (разд. 5.21 и следующие), можно прикинуть напряжение пульсаций, считая выходной ток постоянным и равным максимальному току нагрузки. Действительно, вход подключенного к схеме стабилизатора потребляет постоянный ток. Это упрощает расчеты, и не надо возиться с постоянными времени или экспонентами (рис. 5.17).

Например, вы хотите выбрать конденсатор фильтра для нестабилизированной части источника питания +5 В, 1 А, и предположим, что уже выбран трансформатор с эффективным значением напряжения вторичной обмотки 10 В, обеспечивающий после выпрямителя 12 В постоянного тока на пике пульсации при полном токе нагрузки. При минимальном падении напряжения на проходном транзисторе стабилизатора на 2 В входное напряжение стабилизатора не должно никогда падать ниже +7 В (знакомая вам ИМС 723 требует +9,5 В, но соответствующие трехвыводные стабилизаторы, описанные ниже, в разд. 5.15, оказываются более покладистыми). Так как надо подстраховаться от возможных отклонений напряжения в сети на 10% в любую сторону, то максимальный размах пульсаций не должен превышать 2 В за период[1]. Тогда: $2\ \text{В} = T(dU/dT) = TI/C = 0{,}008\ \text{с} \times 1{,}0/C$, откуда $C = 4000$ мкФ. Электролитический конденсатор 5000 мкФ на 25 В — это выбор с подстраховкой из-за возможного 20%-ного допуска значения емкости конденсатора.

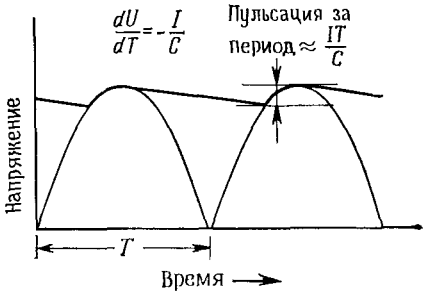


Рис. 5.17.

«Балластный» резистор, установленный параллельно выходу на схеме рис. 5.16, разряжает конденсатор за несколько секунд в условиях отсутствия нагрузки. Это полезно, так как если конденсатор источника питания остается заряженным после того, как источник выключен, то легко можно повредить какие-нибудь схемные элементы, ошибочно считая, что напряжения в схеме нет.

Выпрямители. Прежде всего следует отметить, что диоды, применяемые в источниках питания, это совсем не то, что малосигнальные диоды вроде 1N914, применяемые в схемотехнике. Сигнальные диоды рассчитаны на высокое быстродействие (несколько наносекунд), малые токи утечки (несколько наноампер) и малую емкость (несколько пикофарад); они могут выдерживать ток до 100 мА, а напряжение пробоя редко превосходит 100 В. Выпрямительные диоды и мосты, предназначенные для работы в источниках питания, выдерживают ток от 1 до 25 А, а напряжение пробоя их — от 100 до 1000 В. У них сравнительно большие токи утечки (в диапазоне от микроампер до миллиампер) и довольно большая емкость переходов. Для высоких скоростей переключения они не предназначены. Перечень ряда широко применяемых типов выпрямителей приведен в табл. 5.4.

[1] В приводимой формуле 0,008 с — полупериод сетевой частоты 120 Гц, для 50 Гц — это 0,01 с и $C = 5000$ мкФ точно,— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Таблица 5.4

Выпрямители

Тип	Напряжение пробоя $U_{обр}$, В	Прямой перепад $U_{пр}$, В	Средний ток $I_{ср\ выпр}$, А	Корпус и выводы	Примечания
Общецелевые					
1N4001-7	50—1000	0,9	1	Проводами	Популярный
1N5059-62	200—800	1,0	2	То же	
1N5624-72	200—800	1,0	5	»	
1N1183A-90A	50—600	0,9	40	Штыревой	Популярный, имеется наконечник для обращения полярности корпуса
Быстрое восстановление ($t=0,1$ мкс тип.)					
1N4933-7	50—600	1,0	1	Проводн.	
1N5415-9	50—500	1,0	3	То же	
1N3879-83	50—400	1,2	6	Штыревой	Вставка для обращения полярности корпуса
1N3899-3903	50—400	1,0	20	То же	То же
Шоттки (малое $U_{пр}$, высокое быстродействие)					
1N5817-19	20—40	0,6 макс.	1	Проводн.	
1N5820-22	20—40	0,5 макс.	3	То же	
1N5826-28	20—40	0,5 макс.	15	Штыревой	
1N5832-34	20—40	0,6 макс.	40	То же	
Двухполупериодные мосты					
Motorola 3N246-252	50—1000	0,9	1	Пластмассовый однорядный	
3N253-259	50—1000		2	То же	
*MDA*980-1-6	50—600	0,85	12	Пластмассовый, монтируется на шасси	
MDA3500-10	50—1000		35	То же	
Semtech SC2-6	200—600	1,0	5	Металлический, монтируется на шасси	Вставка для быстрого ремонта
SCBA2-6	200—600	1,0	10		
SCBA2-6	200—600	1,0	15		
Varo VMO8-108	50—1000		1	Мини-DIP	Обычный корпус
VE27-67	200—600	1,2 макс.	1	TO-105	Лавинный
VH247-647	200—600	1,2 макс.	6	Пластмассовый, монтируется на шасси	То же
VK048—1048	50—1000		30	То же	
VS148X—448X	100—400	1,5 макс.	2	»	Быстрое восстановление (0,2 мкс)
Специального назначения					
GEA570A—A604	100—2000	1,0 макс.	1500	Типа большой кнопки	Ток!
Semtech SCH5000—25000	5000—25000	7—33 макс.	0,5	Проводн.	Высокое напряжение, ток, быстродействие (0,2 мкс)
Varo VF25—5—40	5000—40000	12—50 макс.	0,025	То же	Высокое напряжение
Semtech SCKV100K3—200K3	100—200 кВ	150—300	0,1	Пластмассовый стержень	Очень высокое напряжение!

Типичными представителями выпрямителей являются устройст серии 1N4001—1N4007, рассчитанные на ток 1 А, с напряжение обратного пробоя от 50 до 1000 В. Серия 1N5625 рассчитана на 3 А что является почти наивысшим возможным значением тока для эле мента, заключенного в герметичный корпус с выводами под печатный монтаж (охлаждение за счет теплопроводности выводов). Серия 1N1183A — типичные сильноточные, оснащенные штыревыми выводами выпрямители, с расчетным током 40 А и напряжением пробоя до 600 В. Популярны и мостовые выпрямители в пластиковых корпусах, монтируемые на печатных платах, с расчетным током 1 и 2 А и монтируемые на шасси, рассчитанные на 25 А и более. Для тех применений, где важно высокое быстродействие (например, преобразователи постоянного тока), используются диоды с быстрым восстановлением обратного сопротивления, например одноамперные диоды серии 1N4993. В низковольтных схемах может оказаться желательным использование диодов Шоттки, например серии 1N5823 с прямым падением напряжения менее 0,4 В при токе 5 А.

ИСТОЧНИКИ ОПОРНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Необходимость в хорошем источнике опорного напряжения часто возникает во многих схемах. Например, вам нужно построить прецизионный источник стабилизированного питания с лучшими характеристиками, чем у готовых стабилизаторов вроде 723 (поскольку интегральные схемы стабилизаторов рассеивают заметную мощность из-за наличия встроенных проходных транзисторов, они могут довольно ощутимо нагреваться с соответствующим дрейфом параметров), или нужно построить прецизионный источник тока (т. е. схему со стабилизированным выходным током). Далее, есть еще одна область, в которой нужны прецизионные источники опорных напряжений (но не прецизионные источники питания),— это проектирование точных вольтметров, амперметров и омметров.

5.13. Стабилитроны

Простейшим видом источников опорного напряжения является стабилитрон — прибор, который мы рассматривали в разд. 1.06. В сущности, это диод, работающий при обратном смещении на участке, соответствующем напряжению пробоя, где ток пробоя очень быстро возрастает при дальнейшем росте напряжения. Чтобы использовать этот диод в качестве источника опорного напряжения, надо просто обеспечить прохождение через него приблизительно постоянного тока. Это обычно делается с помощью резистора, подключенного к достаточно высокому напряжению, и таким образом строится наиболее примитивный стабилизированный источник.

Стабилитроны выпускаются на целый ряд значений напряжения — от 2 до 200 В (их напряжения имеют тот же набор значений, что и

сопротивления стандартных 5%-ных резисторов), с допустимой мощностью рассеяния от долей ватта до 50 Вт и допуском на напряжение стабилизации от 1 до 20%. Привлекательные на первый взгляд в качестве опорных источников напряжения для различных целей, стабилитроны, однако, не так просты в использовании по многим

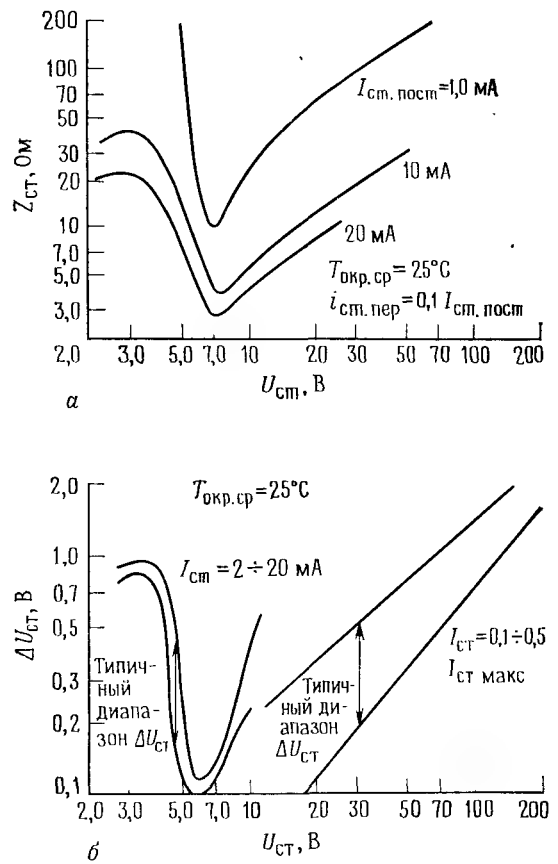


Рис. 5.18. Зависимости дифференциального сопротивления стабилитронов (*а*) и вариаций напряжения стабилизации стабилитронов (*б*) от номинального напряжения стабилизации (с разрешения Motorola Semiconductor Products Inc.).

причинам: они имеют конечный набор значений напряжения, у них большой допуск на напряжение стабилизации (кроме дорогих прецизионных стабилитронов), они сильно шумят и их напряжение зависит от тока и температуры. Вот пример двух последних эффектов: стабилитрон на 27 В из распространенной серии 1N5221 стабилитронов на 500 мВт имеет температурный коэффициент порядка

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

+0,1%/°C, и в силу этого его напряжение меняется на 1%, когда ток изменяется от 10 до 50% от максимального.

Есть исключение из правила о плохих характеристиках стабилитронов. Оказывается, что в окрестности значения напряжения стабилизации 6 В стабилитроны мало чувствительны к изменениям тока и при этом имеют почти нулевой температурный коэффициент. Этот эффект виден на кривых рис. 5.18, полученных путем измерения

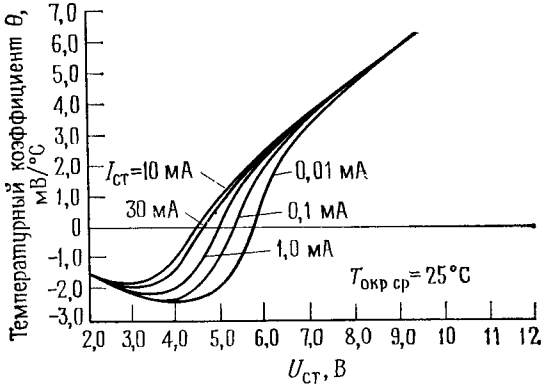


Рис. 5.19. Зависимость температурного коэффициента напряжения стабилизации стабилитронов от их номинального напряжения (с разрешения Motorola Semiconductor Products Inc.).

стабилитронов с разными напряжениями. Это характерное поведение связано с тем, что в стабилитронах в действительности используются два разных механизма пробоя: зенеровский и лавинный; первый — при низком напряжении, второй — при высоком. Если стабилитрон используется только как стабильный источник напряжения и вам все равно, какое это будет напряжение, то лучше всего взять один из компенсированных опорных стабилитронов, состоящих из стабилитрона приблизительно на 5,6 В и последовательно с ним соединенного диода, смещенного в прямом направлении. Напряжение стабилитрона выбирается так, чтобы взаимно компенсировать положительный температурный коэффициент стабилитрона и отрицательный температурный коэффициент диода, соответствующий около —2,1 мВ °С.

Как видно из рис. 5.19, температурный коэффициент зависит от рабочего тока, а также от напряжения стабилитрона. Поэтому, выбирая ток стабилитрона, можно как-то «подстроить» температурный коэффициент. Из таких стабилитронов со встроенными последовательно диодами получаются неплохие источники опорного напряжения. Для примера: серия дешевых стабилитронов на 6,2 В 1N821 имеет температурные коэффициенты от 10^{-4}/°С (1N821) до $5 \cdot 10^{-6}$/°С (1N829), а стабилитроны 1N940 и 1N946 на 9 В и 11,7 В имеют температурный коэффициент $2 \cdot 10^{-6}$/°С.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Задание рабочего тока стабилитрона. Описанные выше компенсированные стабилитроны могут использоваться в схемах в качестве источников стабильного напряжения, но надо обеспечить питание их постоянным током. Для серии 1N821 изготовителем указано 6,2 В ±5% при токе 7,5 мА с дифференциальным сопротивлением 15 Ом; таким образом, изменение тока на 1 мА изменяет напряжение в три раза сильнее, чем изменение температуры от —55 до +100°С (для прибора 1N829). На рис. 5.20 показано, как довольно просто можно обеспечить постоянный ток смещения прецизионного стабилитрона. Операционный усилитель включен как неинвертирующий усилитель и имеет на выходе стабильное напряжение, равное +10,0 В, которое используется для получения прецизионного тока 7,5 мА. Это самозапускающаяся схема, но она может включиться с любой полярностью на выходе! При «неправильной» полярности стабилитрон работает как обычный диод с прямым смещением. Включение операционного усилителя от однополярного источника питания снимает эту странную особенность.

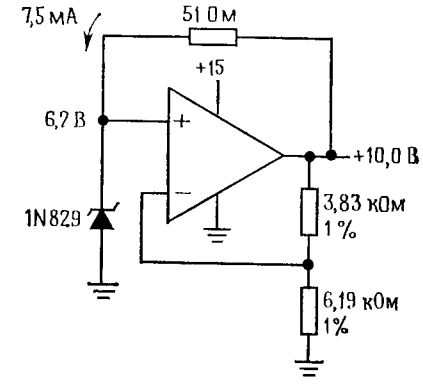


Рис. 5.20.

Существуют компенсированные специальные стабилитроны с гарантированной временной стабильностью напряжения — параметр, который, как правило, не указывается. Примеры — серия 1N3501 и 1N4890. Стабилитроны такого типа имеют гарантированную стабильность $5 \cdot 10^{-6}$/1000 ч или еще лучше. Они недешевы. В табл. 5.5 собраны характеристики некоторых стабилитронов и диодных источников опорного напряжения.

Стабилитронные ИМС. Для достижения свойственных стабилизатору 723 превосходных характеристик (стабильность $U_{оп}$ $30 \cdot 10^{-6}$/°С) используется компенсированный стабилитрон. Стабилизатор 723 сам по себе вполне приличный источник опорного напряжения, и совместно с необходимыми навесными элементами эта ИМС может использоваться для получения стабильного источника с любым желательным напряжением.

Стабилизатор 723, применяемый в качестве опорного источника напряжения, служит примером «трехвыводного» опорного источника, т. е. источника, для работы которого нужен внешний источник питания [1]. Прецизионные температурно-компенсированные стабилитрон-

[1] Внешний источник напряжения нужен и двух-, и трехвыводным источникам опорных напряжений, но у первых вывод подвода управляющего тока совмещен с выходом, как у простого стабилитрона, а у вторых подводится напряжение питания, как у обычных ИМС,— *Прим. ред.*

Таблица 5.5

Стабилитроны и источники опорного напряжения

Тип	Напряжение стабилизации, $U_{ист}$, В	Номинальный ток $I_{ст}$, мА	Допуск, %	Температурный коэффициент (макс.), 10^{-6}/°С	Нестабильность (макс.) при ±10% отклонениях, мВ	Мощность (макс.), Вт	Примечания
Источники опорного напряжения							
1N821A—	6,2	7,5	5	±100	7,5	0,4	5 типов в серии, отличающиеся по температурным коэффициентам, указаны лучший и худший
1N829A	6,2	7,5	5	±5	7,5	0,4	
1N4890—	6,35	7,5	5	±20		0,4	Долговременная стабильность 10^{-4}/1000 ч
1N4895	6,35	7,5	5	±5		0,4	Долговременная стабильность 10^{-5}/1000 ч
LM129A	6,9	1,0	5	±10	0,1	0,2	ИС двухвыводного опорного источника
LM399	6,9	1,0	5	±1	0,1	0,15	Термостатированная двухвыводная ИС
Стабилитроны							
1N5201A	2,4	20	10	—850	60	0,5	60 типов в серии, от 2,4 до 200 В (5%-ный ряд номинальных значений), выпускаются с точн. ±20%, ±10%, ±5%, популярны
1N5231A	5,1	20	10	±300	34	0,5	
1N5281A	200	0,65	10	+1100	160	0,5	
1N4728A	3,3	76	10	—750	76	1,0	37 типов в серии, от 3,3 до 100 В (5%-ный ряд номинальных значений), выпускаются с точн. ±20%, ±10%, ±5%, популярны
1N4635A	6,2	41	10	+500	8	1,0	
1N4764A	100	2,5	10	+1100	88	1,0	
TL431	2,75	10	2	±50	3	0,8	Двухвыводная ИС стабилизатора, регулируется от 2,75 до 40 В

ные ИМС выпускаются и в виде двухвыводных устройств: с точки зрения внешних электрических соединений они выглядят просто как стабилитроны, хотя в действительности содержат еще ряд активных элементов для улучшения характеристик (наиболее существенная — постоянство стабилизированного напряжения при заданном токе). Пример — схема LM329 с напряжением около 6,9 В. В лучшем варианте ее температурный коэффициент равен $6 \cdot 10^{-6}$/°С (тип.), 10^{-5}/°С (макс.) при постоянном токе 1 мА.

Рис. 5.21. Зависимость напряжения шумов малошумящего стабилитрона, подобного тому, который используется в стабилизаторе 723, от рабочего тока стабилитрона.

К несчастью, стабилитронные ИМС, как и их дискретные аналоги, сильно шумят. Шум становится сильнее для стабилизаторов, использующих лавинный пробой, т. е. с напряжением стабилитрона больше 6 В. На рис. 5.21 показан график шума стабилитронного источника 723.

Применение стабилитронной структуры с так называемым захороненным или подповерхностным слоем [1] может улучшить стабильность стабилитрона и существенно уменьшить его шум. Этот прием используется в одном из наиболее стабильных монолитных опорных источников (см. разд. «Температурно-стабилизированные источники опорного напряжения»).

5.14. Источник опорного напряжения, равного ширине запрещенной зоны полупроводника ($U_{БЭ}$ — стабилитрон)

Недавно стала получать распространение схема, известная под названием «стабилитрон с напряжением запрещенной зоны». Более точное название было бы «стабилитрон $U_{БЭ}$». Это легко понять, вспомнив формулу Эберса — Молла для диода. В основе схемы лежит идея генерации напряжения с температурным коэффициентом, положительным и равным по абсолютной величине отрицательному температурному коэффициенту напряжения $U_{БЭ}$. При сложении этого напряжения с $U_{БЭ}$ получается напряжение с нулевым температурным коэффициентом.

Мы начнем с рассмотрения токового зеркала с двумя транзисторами, работающими с разной плотностью эмиттерного тока (рис. 5.22), с обычным отношением плотностей тока порядка 1 : 10. Применяя формулу Эберса — Молла, легко показать, что $I_{вых}$ имеет положительный температурный коэффициент, поскольку разность напряже-

[1] В отечественной литературе принят термин «скрытый слой» (высоколегированный слой, расположенный между подложкой и эпитаксиальным слоем).— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

ний $U_{БЭ}$ для двух транзисторов есть просто $(kT/q)\ln\sigma$, где σ — отношение плотностей тока (см. рис. 2.51). Здесь может возникнуть

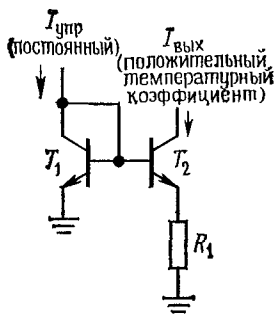


Рис. 5.22.

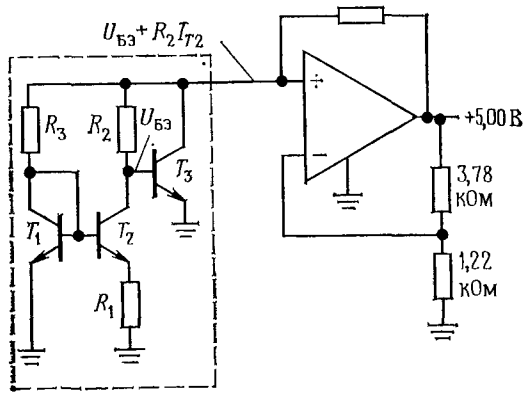


Рис. 5.23. Классическая схема источника опорного напряжения с напряжением запрещенной зоны полупроводника.

вопрос: где взять постоянный задающий ток $I_{упр}$. Несколько позже мы покажем остроумный метод его получения. Сейчас вам надо только преобразовать этот ток в напряжение с помощью резистора и сложить его с нормальным напряжением $U_{БЭ}$. Такая схема показана на рис. 5.23. Резистор R_2 устанавливает величину напряжения, которое складывается с $U_{БЭ}$ и имеет положительный температурный коэффициент. Подбирая должным образом величину R_2, получаем нулевой результирующий температурный коэффициент. Оказывается, что температурный коэффициент будет нулевым, когда суммарное напряжение равно напряжению запрещенной зоны кремния (при температуре абсолютного нуля), т. е. примерно 1,22 В. Часть схемы, обведенная пунктиром, является стабилитроном. Ее выход используется (через резистор R_3) для создания постоянного тока $I_{упр}$, который мы с самого начала считали существующим.

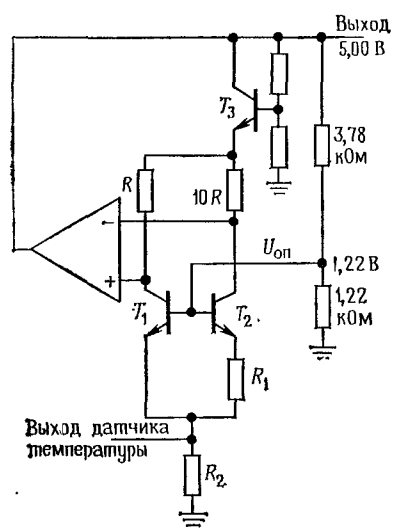


Рис. 5.24.

На рис. 5.24 показана другая весьма популярная схема стабилитрона «запрещенной зоны» (заменена обведенная часть схемы рис. 5.23). T_1 и T_2 — согласованная пара транзисторов, вынужденная

благодаря обратной связи по разности напряжений коллекторов работать при отношении токов коллекторов, равном 10 : 1. Разность напряжений $U_{БЭ}$, равная $(kT/q)\ln 10$, делает ток эмиттера T_2 пропорциональным температуре (разность напряжений приложена к резистору R_1). Но так как коллекторный ток T_1 всегда в 10 раз больше этой величины, то он также пропорционален T. Поэтому суммарный эмиттерный ток пропорционален T и создает на резисторе R_2 падение напряжения, имеющее положительный температурный коэффициент. Это падение напряжения может быть использовано в качестве выходного сигнала температурного датчика (мы об этом дальше упомянем). В данной схеме напряжение, снимаемое с резистора R_2, складывается с напряжением $U_{БЭ}$ транзистора T_1 для получения стабильного опорного напряжения с нулевым температурным коэффициентом на базах транзисторов T_1 и T_2. «Опорные источники запрещенной зоны» существуют в самых разных вариантах, но для них всех характерно сложение напряжения $U_{БЭ}$ с напряжением, созданным парой транзисторов, работающих с некоторым заданным отношением плотностей токов.

ИМС опорных источников с напряжением запрещенной зоны. Примером стабилитрона с напряжением запрещенной зоны является схема LM113, имеющая выходное напряжение 1,22 В. Один из лучших источников, выпускаемых в настоящее время (1980 г.),— это REF-02; его лучший вариант имеет температурный коэффициент $3\cdot10^{-6}$/°C (тип.), $8{,}5\cdot10^{-6}$/°C (макс.). Внутри этой схемы напряжение стабилитрона используется для выработки выходного напряжения +5,0 В. Источник REF-02 можно подстраивать для получения точного напряжения +5,0 В. Другой источник, AD580, имеет ряд внешних выводов на напряжения 2,5, 5,0 и 10 В. Эти источники опорного напряжения — «трехвыводные», и для их работы нужен внешний источник постоянного тока. Некоторые характеристики этих и еще нескольких ИМС — источников опорного напряжения — приведены в табл. 5.6.

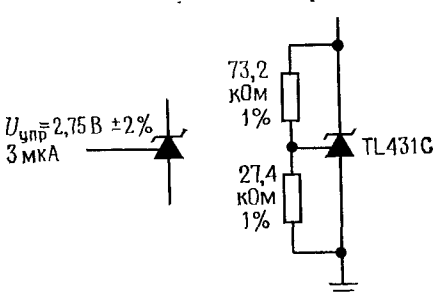


Рис. 5.25.

Одним из интересных источников опорного напряжения является ИМС TL431C. Это недорогой источник опорного напряжения на «программируемом стабилитроне»; его схема включения показана на рис. 5.25. «Стабилитрон» включается, когда управляющее напряжение достигает 2,75 В («стабилитрон» сделан по схеме $U_{БЭ}$); этот прибор по управляющему входу потребляет ток лишь в несколько микроампер и имеет температурный коэффициент выходного напряжения около 10^{-5}/°C. При указанных на схеме значениях параметров на выходе

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Таблица 5.6

ИМС источников опорного напряжения

Тип	С напряжением запрещенной зоны	Стабилитрон	Число выводов	Наличие подстройки	Напряжение, В	Точность, %	Температурный коэффициент, 10^{-6}/°C	Напряжение питания (мин.), В	Ток питания, мА	Макс. выходной ток (макс.), мА	Напряжение шумов 0,1—10 Гц, мкВ/п/п	Долговременная стабильность, 10^{-6}/1000 ч	Стабилизация, %	
													по входу (тип.)	по нагрузке 0—10 мА
Стабилизаторы														
LM10C	V	—	8	V	0,20	5	30	1,1	0,3	20			0,001	0,01 [1]
μA 723C	—	V	14	V	7,15	3	20	9,5	2,3	65		1000	0,003	0,03
SG3532	V	—	10	V	2,50	4	50	4,5	1,6	150		300	0,005	0,02
Двухвыводной (стабилитронный)														
LM113-1	V	—	2	—	1,22	1	100		1	20 [2]				0,2
LM129A	—	V	2	—	6,9	5	6		1	15 [2]		20		0,1
LM329C	—	V	2	—	6,9	5	30		1	15 [2]		20		0,1
LM299A [3]	—	V	4	—	6,95	2	0,2	9,0	17	10 [2]		20		0,1
LM399 [3]	—	V	4	—	6,95	5	0,3	9,0	17	10 [2]		20		0,1
LM3999 [3]	—	V	3	—	6,95	5	2,0	9,0	17	10 [2]		20		0,1
LM336	V	—	3	V	2,50	4	10		1	10 [2]		20		0,1
TL430	V	—	3	V	2,75	5	120		10	100 [2]	50			0,5
TL431	V	—	3	V	2,75	2	10		10	100 [2]	50			0,5
ICL8069A	V	—	2	—	1,23	2	10		0,5	10 [2]				0,2 [1]
LM385A	V	—	2	—	1,23	1	20		0,1 [4]	20 [2]	25			0,02 [1]
Трехвыводный														
REF-01A	V	—	8	V	10,0	0,3	3	12	1	15	20		0,006	0,005
REF-01C	V	—	8	V	10,0	1	20	12	1	15	25		0,009	0,006
REF-02A	V	—	8	V	6,0	0,3	3	7	1	10	10		0,006	0,005
REF-02C	V	—	8	V	5,0	1	20	7	1	10	12		0,009	0,006
LH0070-1	—	V	3	—	10,0	0,02	4	12,5	3	10	20		0,001	0,01
AD580K	V	—	3	—	2,5	2	40	4,5	1	10	60	25	0,04	0,4
AD580M	V	—	3	—	2,5	1	10	4,5	1	10	60	25	0,04	0,4
AD581	V	—	3	—	10,0	0,05	5	12	0,75	10	50	25	0,005	0,002
AD584JH	V	—	8	V	2,5	0,3	30	5	0,75	18	50	25	0,005	0,002
					5,0	0,3	30	7,5	0,75	15	50	25	0,005	0,002
					7,5	0,3	30	10	0,75	13	50	25	0,005	0,002
					10,0	0,3	30	12,5	0,75	10	50	25	0,005	0,002
AD584	V	—	8	V	2,5	0,05	10	5	0,75	18	50	25	0,005	0,002
					5,0	0,06	5	7,5	0,75	15	50	25	0,005	0,002
					7,5	0,06	5	10	0,75	13	50	25	0,005	0,002
					10,0	0,1	5	12,5	0,75	10	50	25	0,005	0,002
MC1403A	V	—	8	—	2,5	1	10	4,5	1,2	10	50	25	0,002	0,06
MC1404AU5	V	—	8	V	5,0	1	10	7,5	1,2	10	12	25	0,001	0,06
MC1404AU6	V	—	8	V	6,25	1	10	8,8	1,2	10	12	25	0,001	0,06
MC1404AU10	V	—	8	V	10,0	1	10	12,5	1,2	10	12	25	0,0006	0,06
HA1600-5 [3]	—	V	14	—	10,0	0,02	1,0	12	25	2			0,001	0,001
HA1610	—	V	14	—	10,0	0,01	3	12	1,9	10			0,004	0,04
ICL8212	V	—	8	V	1,15	3	200	1,8	0,035	20			0,2	

[1] От 0 до 1 мА. [2] Максимальный ток стабилитрона. [3] Съемный нагреватель/термостат. [4] Микромощные: нижний предел рабочего тока 10 мкА.

получается стабилизированное напряжение 10 В. Эти приборы выпускаются в двухрядных корпусах мини-DIP и могут работать при токах до 100 мА.

Опорные источники напряжения можно строить и многими другими интересными способами Например, в разд. 6.17 рассматривается построенный на ПТ слаботочный источник опорного напряжения, использующий напряжение отсечки.

Температурные датчики, использующие $U_{БЭ}$. Предсказуемость изменения $U_{БЭ}$ с температурой можно использовать при создании ИМС для измерения температуры. Например, REF-02 помимо своей основной функции генерирует выходное напряжение, линейно изменяющееся с температурой (см. выше). С помощью простых внешних схем можно получить выходное напряжение, сигнализирующее о температуре ИМС с точностью 1% во всем «боевом» диапазоне (от —55 до +125°С) [1]. Схема AD590, используемая как чисто температурный датчик, дает ток с точностью 1 мкА/К. Это двухвыводное устройство — к нему надо просто приложить напряжение (4—30 В), и можно измерять ток.

Температурно-стабилизированные источники опорного напряжения. Другой подход к получению превосходной температурной стабильности источников опорного напряжения или других схем заключается в обеспечении работы источников опорного напряжения и, возможно, связанных с ними схем при постоянной повышенной температуре. В гл. 14 будут показаны простые приемы осуществления этой идеи (один очевидный способ состоит в организации управления нагревателем с помощью температурного датчика $U_{БЭ}$). Таким образом можно добиться сильного уменьшения зависимости рабочих характеристик схемы от температуры, так как ее компоненты будут изолированы от колебаний внешней температуры. Для прецизионной схемотехники представляет интерес метод помещения хорошо температурно-компенсированного опорного источника в условия постоянной температуры, что значительно улучшает его характеристики.

Подобная техника температурно-стабилизированных или «термостатированных» схем применяется уже много лет, в частности для создания сверхстабильных генераторов. Существуют не слишком дорогие источники питания и опорные источники напряжения, в которых используются термостатированные опорные схемы. Этот метод дает хорошие результаты, но имеет свои недостатки: громоздкость и сравнительно большую потребляемую нагревателем мощность, а также медленный разогрев и выход на режим (обычно 10 или более минут). Эти проблемы можно снять, если стабилизировать температуру на уровне кристалла ИМС (чипа) включением нагревательной схемы вместе с датчиком в состав самой интегральной схемы. Этот

[1] Имеется в виду диапазон температур, предусматриваемый требованиями армии США.— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

подход был впервые опробован в 1960 г. фирмой Fairchild, выпустившей температурно-стабилизированную дифференциальную пару μA726 и предусилитель постоянного тока μA727. Позже появились «термостатированные» источники опорных напряжений, такие, как Harris HA1600-5 и National LM199. Эта последняя ИМС имеет температурный коэффициент 0,00002%/°С, или $2 \cdot 10^{-7}$/°С. Такие опорные источники установлены в стандартных металлических транзисторных корпусах ТО-46. Их нагреватели потребляют мощность 0,25 Вт, и они разогреваются до нужной температуры за 3 с. Пользуясь этими схемами, следует отдавать себе отчет в том, что последующие схемы на операционных усилителях, и даже прецизионные проволочные резисторы с их температурным коэффициентом $2{,}5 \cdot 10^{-6}$/°С, могут сильно испортить характеристики, если при проектировании не принять крайних мер предосторожности. В частности, приходится учитывать даже дрейф прецизионных ОУ с очень низким уровнем дрейфа, таких, как ОР-07, с типовым значением дрейфа входного каскада 0,2 мкВ/°С. Эти аспекты проектирования прецизионных схем рассматриваются в гл. 7, в разд. 7.01 и 7.06.

ТРЕХВЫВОДНЫЕ И ЧЕТЫРЕХВЫВОДНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ

5.15. Трехвыводные стабилизаторы

Для большинства не слишком ответственных применений лучше выбрать простой трехвыводной стабилизатор напряжения. Он имеет всего три внешних вывода — вход, выход и земля — и настраивается изготовителем на нужное фиксированное напряжение. Типичные представители стабилизаторов такого рода — серия 7800. Их напряжение указывается в последних двух цифрах номера (вместо нулей) и может иметь одно из следующих значений: 05, 06, 08, 10, 12, 15, 18, 24. На рис. 5.26 показано, как легко сделать стабилизатор, например на 5 В с применением одной из этих схем. Конденсатор, поставленный параллельно выходу, улучшает переходные процессы и удерживает полное выходное сопротивление на низком уровне при высоких частотах (если стабилизатор расположен на значительном расстоянии от конденсатора фильтра, следует применить дополнительный входной конденсатор емкостью по крайней мере 0,33 мкФ). Серия 7800 выпускается в пластмассовых и металлических корпусах, в таких же, как и мощные транзисторы. Маломощные варианты, серия 78L00, выпускаются в пластмассовых и металлических корпусах, таких же, как и маломощные транзисторы (табл. 5.7). Серия 7900 стабилизаторов отрицательных напряжений работает точно так же, но, конечно, с отрицательным входным напряжением. Другие примеры та-

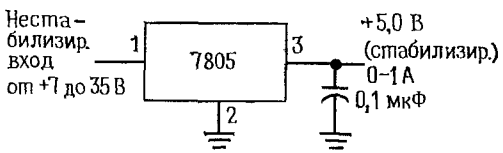


Рис. 5.26.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Стабилизаторы с фиксированным выходным напряжением

Тип	Корпус	$U_{вых}$, В	Выходной ток (мощность/макс.[1]) при 75° на корпусе $I_{вых}$, А	Выходной ток (мощность/макс.[1]) без радиатора[2]) $I_{вых}$, А	Выходной ток (мощность/макс.[1]) без радиатора[2]) $P_{расс}$, Вт	Стабилизация, (тип, мВ) по нагрузке[3])	Стабилизация, (тип, мВ) по входу[4])	$\theta_{пер}$, °С/Вт	Входное напряжение, В мин	Входное напряжение, В макс.	Подавление пульсаций 120 Гц (тип.), дБ	Температурная стабильность (тип.),[5]) мВ	Долговременная стабильность, (тип.),[6]) %	Выходное полное сопротивление, Ом 10 Гц	Выходное полное сопротивление, Ом 10 кГц	Примечания
На положительную полярность[7])																
μA78L05AWC / LM240LAZ-5.0	TO-92	5	0,1	0,1	0,6	5	50	35	7	35	50	—	0,25	0,2	0,2	Малый корпус
μA78M05HC	TO-39	5	0,5	0,2	0,7	10	3	18	7	35	80	40	0,4	0,01	0,05	Малый корпус
LM309K	TO-3	5	1,0	0,6	2,2	20	4	3,0	7	35	80	50	0,4	0,04	0,05	Оригинальный стабилизатор на +5 В
μA7805C / LM340T-5	TO-220	5	1,0	0,45	1,7	10	3	3,0	7	35	80	30	0,4	0,01	0,03	Популяриые серии
μA7815UC / LM3405-15	TO-220	15	1,0	0,15	1,7	12	4	3,0	17	35	70	100	0,4	0,02	0,05	Популярные серии
μA7805KC / LM340K-5	TO-3	5	1,0	0,6	2,2	10	3	3,5	7	35	80	30	0,4	0,01	0,03	
LAS1605	TO-3	5	2,0	0,75	2,8	30[8])	100[8])	2,5	7,6	30	75	—	—	0,002	0,02	Защита с обратным наклоном характеристики 1,5, 3,5 и 8А
LM323K	TO-3	5	3,0	0,6	2	25	5	2,0	7	20	70	30	0,7	0,01	0,02	
LA78H05KC	TO-3	5	5,0	0,8	3	10	10	2,0	8	25	60	50	—	0,002	0,003	Гибридные; 12 В и 15 В
LAS3905	TO-3	5	8,0	0,8	3	20[8])	100[8])	0,7	7,6	25	60	100	—	0,004	0,01	Монолитные (кремниевые)
μA78P05	TO-3	5	10,0	0,8	3	5	10	1,6	7,5	40	60	75	—	—	—	Гибридные
Отрицательные[7])																
LM79L15AC / LM320LZ-15	TO-92	—15	0,1	0,05	0,6	75[8])	45	35	—17	—35	40	—	0,4[9])	0,05	0,05	Малый корпус
μA79M15AHC / LM320H-15	TO-39	—15	0,4	0,6	0,7	45	7	18	—16,5	—35	60	60	—	0,06	0,07	Малый корпус
μA7915UC / LM320T-15	TO-220	—15	1,0	0,15	1,7	4	3	3,0	—16,5	—35	60	60	0,4	0,06	0,07	Популярные серии
μA7915KC / LM320KC-15	TO-3	—15	1,0	0,2	2,2	4	3	3,5	—16,5	—35	60	60	0,4	0,06	0,07	
LM345K-5,0	TO-3	—5	3,0	0,2	2,1	10	5	2,0	—7,5	—20	65	25	1,0	0,02	0,04	

[1]) $U_{вх} = 1{,}75\,U_{вых}$. [2]) Температура окр. среды 50°С. [3]) От 10 до 50% $I_{макс}$. [4]) Для $\Delta U_{вх} \approx 15$В. [5]) Для температуры переходов от 0 до 100°С. [6]) На 1000 ч. [7]) У всех допуск напряжения ±4% макс. Все имеют внутренние схемы тепловой защиты и ограничения тока. Большинство устройств рассчитано на значения ±5, 6, 8, 10, 12, 15, 18 и 24 В. Некоторые выпускаются со значениями —2, —3, —4, —5,2, —9, +2,6, +6,2, 9 и 17 В. [8]) Максимальное значение. [9]) Типичное значение.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Регулируемые стабилизаторы напряжения

Тип	Полярность	Корпус	Выходное напряжение, В		I (макс.), А	Стабилизация (тип.), %		$\theta_{пер.к}$	Входное напряжение, В		Перепад напряжения, В (мин.)	Подавление импульсации 120 Гц, дБ	Температурная стабильность [3] (мин.)	Временная стабильность макс., % [4]	Выходное полное сопротивление, Ом		Тепловая защита	Встроенный ограничитель тока	Необходимость во внешнем ограничении тока	Примечания
			мин.	макс.		по нагрузке [1]	по входу [2]		мин.	макс.					10 Гц	10 кГц				
Трехвыводные																				
LM317H	+	TO-39	1,2	37	0,5	0,1	0,2	12	—	40 [5]	2 [6]	80	0,6	0,3	0,01	0,03	V	V	—	Малый корпус
LM337H	—	TO-39	—1,2	—37	0,5	0,3	0,2	12	—	—40 [5]	2 [6]	75	0,5	0,3	0,02	0,02	V	V	—	Отрицательный 317H
LM317T	+	TO-220	1,2	37	1,5	0,1	0,2	4	—	40 [5]	2,5 [6]	80	0,6	0,3	0,01	0,03	V	V	—	Популярный
LM317HVK	+	TO-3	1,2	57	1,5	0,1	0,2	2,3	—	60 [5]	2,5 [6]	80	0,6	0,3	0,01	0,03	V	V	—	Высоковольтный 317
LM337T	—	TO-220	—1,2	—37	1,5	0,3	0,2	4	—	—40 [5]	2,5 [6]	75	0,5	0,3	0,02	0,02	V	V	—	Отрицательный 317T
LM337HVK	—	TO-3	—1,2	—47	1,5	0,3	0,2	2,3	—	—50 [5]	2,5 [6]	75	0,5	0,3	0,02	0,02	V	V	—	Высоковольтный 337
LM350K	+	TO-3	1,2	32	3,0	0,1	0,1	2	—	35 [5]	2,5 [6]	80	0,6	0,3	0,005	0,02	V	V	—	
LM338K	+	TO-3	1,2	32	5,0	0,1	0,1	2	—	35 [5]	2,5 [6]	80	0,6	0,3	—	—	V	V	—	
Четырехвыводные																				
μA78MGHC	+	TO-39	5	30	0,5	1 [7]	1 [7]	18	7,5	40	2,5	80	3 [7]	—	—	—	V	V	—	Малый корпус
μA79MGHC	—	TO-39	—2,5	—30	0,5	1 [7]	1 [7]	18	—7	—40	2 [6]	65	3 [7]	—	—	—	V	V	—	Малый корпус
μA78GU1C	+	TO-220	5	30	1,0	1 [7]	1 [7]	1 [7]	7,5	7,5	2,5	80	3 [7]	—	—	—	V	V	-	
μA79GU1C	—	TO-220	—2,5	—30	1,0	1 [7]	1 [7]	7,5	—7	—40	2 [6]	60	3 [7]	—	—	—	V	V		
LAS15U	+	TO-3	4	30	1,5	0,6 [7]	2 [7]	3	6,5	40	2,4	70	3 [7]	—	0,003	0,02	V	V	—	Защита с обратным наклоном характеристики
LAS18U	-	TO-3	—2,6	—30	1,5	0,6 [7]	2 [7]	3	—5	—40	2,1	60	3 [7]	—	0,02	0,04	V	V	-	
LAS16U	+	TO-3	4	30	2,0	0,6 [7]	2 [7]	2,5	6,5	35	2,6	70	2 [7]	—	0,002	0,02	V	V	—	
LAS14AU	+	TO-3	4	35	3,0	0,6 [7]	1 [7]	1,5	6,5	40	2,3	70	2 [7]	—	0,001	0,01	V	V	—	
LAS19U	+	TO-3	4	30	5,0	0,6 [7]	1 [7]	0,9	6,5	35	2,6	65	2 [7]	—	0,0005	0,004	V	V	—	
Многовыводные мини-DIP																				
LM376N	+		5	37	0,025	0,2 [7]	0,6 [7]	190 [8]	9	40	3	60 [7]	1 [7]	—	—	—	—	—	V	
LM305AH	+	TO-5	4,5	40	0,045	0,03	0,3	45	8,5	50	3	80	0,3	0,1	—	—	—	—	V	
LM304H	—	TO-5	0	—40	0,025	1 мВ	0,2	45	—8	—40	2	65	0,3	0,01	—	—	—	—	V	Оригинальный отрицательный стабилизатор
μA723PC	+	DIP	2	37	0,15	0,03	0,1	150 [8]	9,5	40	3	75	0,3	0,1	0,05	0,1	—	—	V	Классический
SG3532J	+	DIP	2	38	0,17	0,1	0,1	125 [8]	4,7	40	2	66	0,5	0,3	—	—	V	V	V	Улучшенный 723
NE550N	+	DIP	2	40	0,15	0,03	0,08	150 [8]	8,5	40	3	90	0,2	0,1 [6]	0,1	0,1	—	—	V	
LAS1000	+	TO-5	3	38	0,15	0,1 [7]	0,2	150 [8]	5	40	2	60 [7]	1,5 [7]	—	0,004	0,005	V	V	V	Защита с обратным наклоном характеристики, улучшенный 723
LAS1100	+	TO-5	3	48	0,15	0,1 [7]	0,2	150 [8]	5	50	2	69 [7]	1,5 [7]	—	0,004	0,05	V	V	V	Высоковольтный
LH0075C	+	TO-8	0	27	0,2	0,04	0,1	100 [8]	8	32	3,5	80	0,3	—	0,03	0,01	—	—	V	Несколько фиксированных уровней напряжений, выбираемых с шагом (±0,1%)
LH0076C	—	TO-8	0	—27	0,2	0,02	0,05	100	—8	—32	3,5	70	0,3	—	0,01	0,05	—	—	V	

ких стабилизаторов — серии LM320 и LM340. Серия 7800 обеспечивает ток нагрузки до 1 А и снабжена внутренней защитой от повреждений в случае перегрева или чрезмерного тока нагрузки (ИМС не сгорает, а выключается). Кроме того, предусмотрена защита прибора при выходе из области безопасной работы (см. разд. 5.07) за счет уменьшения предельно возможного тока при увеличении разности входного и выходного напряжений. Такие стабилизаторы дешевы и просты в употреблении, и это делает реальным проектирование схем с большим количеством печатных плат, к которым подводится нестабилизированное постоянное напряжение, а отдельный стабилизатор устанавливается на каждой плате. В табл. 5.7 приведены характеристики представительной выборки из семейства трехвыводных стабилизаторов с фиксированным выходным напряжением.

5.16. Четырехвыводные стабилизаторы

Для тех применений, в которых надо иметь возможность регулировки выходного напряжения, существуют стабилизаторы с четырьмя выводами, которые почти так же просты в употреблении, как и трехвыводные. Пример — стабилизатор μA78G (μA79G — это его аналог с отрицательным выходным напряжением). Четвертый вывод — «управляющий», с помощью которого параллельно выходу присоединяется делитель напряжения (рис. 5.27). Делитель выбирается так, чтобы на управляющем выводе было напряжение +5 В (для μA79G должно быть —2,23 В). На практике в качестве R_1 обычно используется регулировочный потенциометр для точной установки значения выходного напряжения. Этот вид стабилизатора хорош в тех случаях, когда нужны нестандартное напряжение или точная подстройка. Они, как и стабилизаторы серии 7800, не прецизионны. Температурный коэффициент выходного напряжения при изменениях входного напряжения («сеть») или тока нагрузки у них посредственны (табл. 5.8). Тем не менее так как хорошо спроектированные схемы не очень требовательны по отношению к своим источникам питания, то для них эти стабилизаторы вполне подходят. Как и у трехвыводных стабилизаторов, в четырехвыводных существуют внутренняя тепловая защита, защита от короткого замыкания и защита от выхода из области безопасной работы.

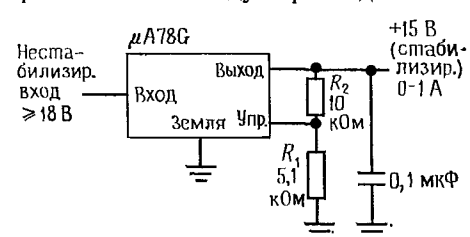


Рис. 5.27.

Продолжение

Тип	Полярность	Корпус	Выходное напряжение, В: мин.	Выходное напряжение, В: макс.	I (макс.), А	Стабилизация (тип.), %: по нагрузке [1]	Стабилизация (тип.), %: по входу [2]	$\theta_{пер}$, К	Входное напряжение, В: мин.	Входное напряжение, В: макс.	Перепад напряжения, В (мин.)	Подавление пульсаций при 120 Гц, дБ	Температурная стабильность [3] (мин.)	Временная стабильность макс., %	Выходное полное сопротивление, Ом: 10 Гц	Выходное полное сопротивление, Ом: 10 кГц	Тепловая защита	Встроенный ограничитель тока	Необходимость во внешнем ограничении тока	Примечания
MC1469R	+	TO-66	2,5	32	0,6	0,005	0,05	7	9	35	3	100	0,2	—	0,05	0,01	—	—	У	Прецизионный, может самовозбуждаться
MC1463R	—	TO-66	—3,8	—32	0,6	0,005	0,05	17	—9	—35	3	90	0,2	—	0,02	0,03	—	—	У	Отрицательный
MC1466L	+	DIP	0	1000	—	0,02	0,05	170 [5]	—	—	2 [6]	70	0,4	—	—	—	—	—	У	Лабораторный источник, хорошее ограничение тока, плавающий с вспомогательным источником

[1]) От 10 до 50% $I_{макс}$. [2]) Для $\Delta U_{вх} \approx 15$ В. [3]) $\Delta U_{вых}$ для температуры перехода от 0 до 100°С. [4]) 1000 ч. [5]) Максимум ($U_{вх} - U_{вых}$). [6]) Типичное значение. [7]) Минимум или максимум (худший случай). [8]) $\theta_{пер.ср}$

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

5.17. Трехвыводные регулируемые стабилизаторы

Стабилизатор с улучшенными характеристиками и простой в употреблении — это LM317, трехвыводный стабилизатор положительного напряжения. У него нет вывода на землю; вместо этого у него поддерживается постоянное напряжение $U_{вых}$, равное 1,25 В между выходом и регулировочным выводом. На схеме рис. 5.28 показан простейший способ применения этого стабилизатора. Стабилизатор подводит напряжение 1,25 В к резистору R_1, поэтому через него течет ток 5 мА. Регулировочный вывод потребляет очень небольшой ток (50—100 мкА), поэтому выходное напряжение равно $U_{вых}=1{,}25(1+R_2/R_1)$В. Но в таком случае выходное напряжение можно регулировать от 1,25 до 25 В. Для тех применений, которые требуют фиксированного выходного напряжения, R_2 обычно подстраивается в очень узком диапазоне для увеличения точности подстройки (применяется последовательное соединение фиксированного резистора и подстроечного). Схема 317 выпускается в разных корпусах: пластмассовых на большую мощность, металлических большой мощности (ТО-3) и в корпусах для маломощных транзисторов. Схема в корпусе на большую мощность, оснащенная соответствующим радиатором, может отдавать ток до 1,5 А. Поскольку эта схема не имеет непосредственного заземления, ее нельзя использовать в стабилизаторах на высокое напряжение, т. е. в тех случаях, когда разность входного и выходного напряжений превосходит допустимый максимум 40 В.

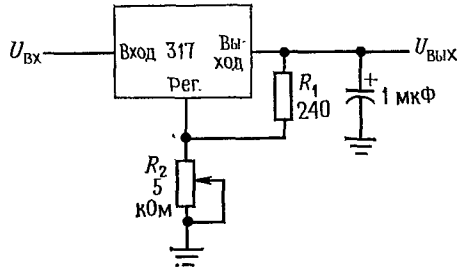


Рис. 5.28.

Упражнение 5.4. Спроектируйте стабилизатор на +5 В на основе схемы 317. Обеспечьте регулировку напряжения в пределах ±20% с помощью подстроечного потенциометра.

Существуют трехвыводные регулируемые стабилизаторы, рассчитанные на более сильные токи, например LM350, рассчитанный на 3 А, и LM338, рассчитанный на 5 А. Выпускаются также подобные стабилизаторы на отрицательные напряжения, например LM337, аналог LM317 (табл. 5.8).

5.18. Дополнительные замечания о трехвыводных стабилизаторах

Общие характеристики трех- и четырехвыводных стабилизаторов. Приводимые ниже данные типичны для большинства трех- и четырехвыводных ИМС стабилизаторов и могут быть использованы для грубой прикидки ожидаемых рабочих характеристик (параметры стабилизации указаны в % от соответствующих возмущений входа и нагрузки):

Допуск выходного напряжения	2%
Минимальный перепад напряжения вход-выход	2 В
Максимальное входное напряжение	35 В
Подавление пульсаций	От 0,05 до 0,1%
Подавление всплесков	От 0,1 до 0,3%
Стабилизация по нагрузке	От 0,1 до 0,5% во всем диапазоне
Подавление нестабильности входного напряжения постоянного тока	0,2%
Температурная нестабильность	Не более 2% во всем диапазоне температур

Внешние проходные транзисторы. Трехвыводные стабилизаторы с фиксированным напряжением могут иметь выходной ток 5 А или более, как, например, серия 78H00, а также LM323 и LM345. Но такой режим работы может оказаться нежелательным, так как максимальная рабочая температура кристалла ИМС такого стабилизатора ниже, чем у мощного транзистора, а это требует увеличения размеров радиатора. Кроме того, такие стабилизаторы дорогие. Поэтому целесообразно применять внешние проходные транзисторы, которые могут сочетаться как с трех- и четырехвыводными стабилизаторами, так и с классической ИМС 723. Базовая схема показана на рис. 5.29.

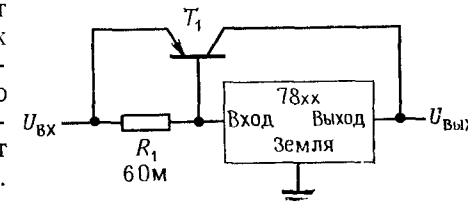


Рис. 5.29. Трехвыводный стабилизатор с усилителем тока, собранным на внешнем проходном транзисторе.

При токе нагрузки меньше 100 мА схема работает так, как было описано раньше. При больших токах нагрузки падение напряжения на резисторе R_1 отпирает транзистор T_1, тем самым ограничивая ток, протекающий через трехвыводный стабилизатор, на уровне 100 мА. Трехвыводный стабилизатор поддерживает необходимое напряжение на выходе как обычно: снижением входного тока и в силу этого управляющего сигнала на T_1 при повышении входного напряжения и наоборот. Он ведь не знает, что ток нагрузки больше 100 мА! Для этой схемы минимальный перепад напряжений между входным и выходным напряжением должен быть равен сумме этого перепада для серии 7800 (2 В) плюс перепад $U_{БЭ}$.

Применяя эту схему, надо обеспечить ограничение тока T_1, так как при аварии этот ток может превысить максимальный внутренний ток стабилизатора в $h_{21э}$ раз, доходя до 20 А и больше! Этого вполне достаточно для разрушения транзистора T_1, а также устройства, которое, к несчастью, будет в этот момент присоединено в качестве нагрузки. На рис. 5.30 показаны два способа ограничения тока.

В обеих схемах T_2 — это сильноточный проходной транзистор, а резистор между его эмиттером и базой выбирается так, чтобы тран-

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

зистор отпирался при токе нагрузки 100 мА. В первой схеме транзистор T_1 реагирует на ток нагрузки за счет изменения перепада напряжения на резисторе R_3, ограничивая сигнал возбуждения транзистора T_2, когда этот сигнал превышает диодный перепад. У этой схемы есть два недостатка: во-первых, большая рассеиваемая мощность, так как при максимальных токах нагрузки входное напряжение должно превосходить стабилизированное выходное напряжение на величину, равную сумме минимального перепада напряжений трехвыводного стабилизатора и удвоенного диодного перепада; во-вторых, T_2 должен быть способен выдерживать большой ток (равный предельно допустимому току стабилизатора) при большом напряжении, так как из-за малого сопротивления резистора базы трудно реализовать ограничивающую схему с обратным наклоном характеристики. Вторая схема свободна от этих недостатков, но несколько усложнена. При построении стабилизаторов на большие токи важно добиться малого перепада напряжений для снижения рассеиваемой мощности до приемлемой величины [1]. Чтобы получить в последней схеме характеристику ограничения по току с обратным наклоном, просто соединим базу T_1 не прямо с коллектором T_2, а через делитель между коллектором T_2 и землей. К трех- и четырехвыводным регулируемым стабилизаторам внешние проходные транзисторы могут быть присоединены таким же образом. Подробности см. в сводках данных изготовителей.

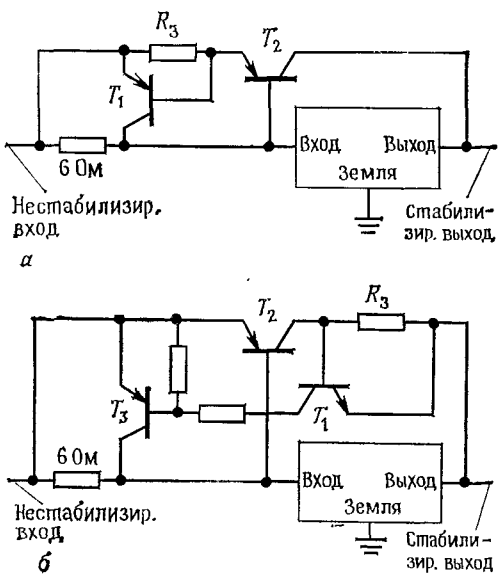


Рис. 5.30. Схемы ограничения тока при использовании внешних проходных транзисторов.

Источники стабилизированного постоянного тока. Схему 317 легко использовать в режиме источника постоянного тока. На рис. 5.31, *а* показано ее применение для получения стабилизированного тока 1 А. Добавление ОУ в режиме повторителя, как это показано на рис. 5.31, *б*, необходимо, если схема используется для генерации малых токов, так как вход «регулировка» вносит в выходной ток ошибку порядка 50 мкА. Как и для описанных выше стабилизаторов напряжения, в источниках тока используются схемы защиты по току от тепловой перегрузки и защита от выхода за пределы области безопасной работы.

[1] В схеме рис. 5.30, *б* это достигается за счет того, что эмиттер-базовый перепад транзистора T_1 не входит в общий перепад на стабилизирующих элементах.— *Прим. ред.*

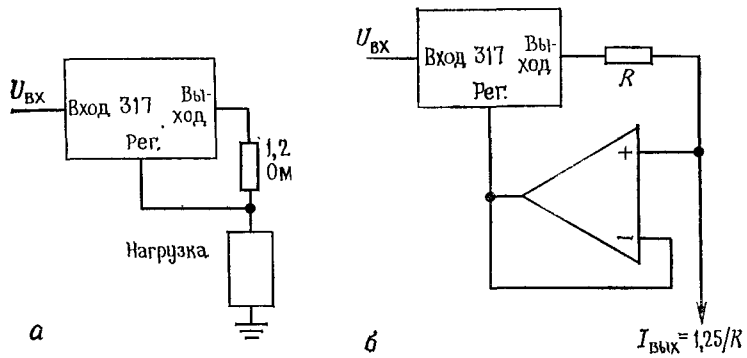


Рис. 5.31.

Упражнение 5.5. Спроектируйте регулируемый источник тока на диапазон от 10 мкА до 1 мА на базе схемы 317. Если $U_{вх}$ равно +15 В, каков будет рабочий диапазон напряжения на выходе? Перепад напряжений возьмите равным 2 В.

ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

5.19. Сдвоенные стабилизаторы

Существуют схемы, которые требуют равных положительного и отрицательного напряжений питания (большинство схем на ОУ и многие другие схемы, работающие на уровне сигнала, близком к земле). Обычно для таких схем лучшим источником питания является так называемый сдвоенный стабилизатор. Его классическая схема показана на рис. 5.32. T_1 — это проходной транзистор обычного стабилизированного источника положительного питания. Стабилизированное выходное положительное напряжение используется как опорное в источнике отрицательного питания. Показанный внизу усилитель ошибки управляет выходом источника отрицательного напряжения питания, сравнивая среднее значение (полусумму) обоих напряжений питания с землей (нулем вольт), и таким образом обеспечивает равенство по модулю положительного и отрицательного напряжений питания. Источник положительного напряжения питания может быть любого типа; если это регулируемый стабилизатор, то отрицательное выходное напряжение повторяет все изменения положительного. Имеет смысл применять в этих источниках токоограничивающие схемы.

Защита от изменения полярности питания. При работе с двойными источниками питания необходима дополнительная предосторожность: почти любая электронная схема получает обширные

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

повреждения, если переменить полярность питания. При работе с одиночным источником это может случиться, только если перепутать провода (иногда для страховки от этой ошибки схему запараллеливают мощным выпрямителем, включенным в обратном направлении). Для схем, в которых используется несколько источников питания (например, расщепленный источник), обширное повреждение может возникнуть в результате неисправности какого-нибудь элемента самой схемы, из-за которой один источник питания закоротится на другой; обычно это — замыкание коллектора на эмиттер у транзистора или пробой пушпульной пары, включенной между источниками питания. В этом случае источники питания окажутся закороченными друг с другом и один из них «победит». Тогда на выходе другого соответственно поменяется полярность напряжения, и схема задымится. Поэтому разумно было бы заземлять каждый выход стабилизированного напряжения мощным выпрямителем, например 1N4004, включенным с обратной полярностью, как показано на рис. 5.32.

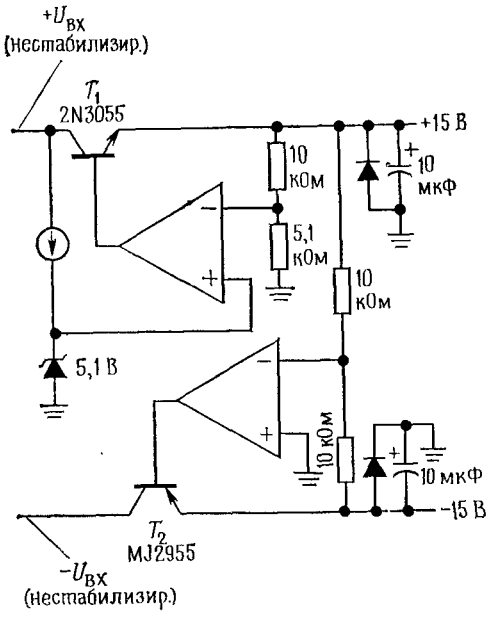


Рис. 5.32. Сдвоенный стабилизатор.

ИМС сдвоенных стабилизаторов. Как и стабилизаторы одиночной полярности, сдвоенные стабилизаторы выпускаются в виде интегральных схем и в регулируемом, и в фиксированном вариантах. В табл. 5.9 собраны характеристики основных имеющихся типов. Обычными являются стабилизаторы 4194 и 4195, применяемые так, как показано на рис. 5.33. Стабилизатор 4195 настраивается при изготовлении на выходное напряжение 15 В, а выходное напряжение схемы 4194 регулируется изменением R_1. Оба стабилизатора выпускаются как в мощных корпусах, так и в корпусах для маломощных транзисторов, и оба они имеют встроенные схемы температурной защиты и ограничения тока. Как и стабилизаторы, рассмотренные выше, они допускают подключение внешних проходных транзисторов для увеличения выходного тока.

Многие из стабилизаторов, рассмотренных ранее (например, четырехвыводные регулируемые стабилизаторы), могут быть соединены в схему сдвоенного стабилизатора. В данных фирм-изготовителей

Таблица 5.9

Сдвоенные стабилизаторы

Тип	Корпус	$U_{вых}$, В	Регулировка выхода	Плавная защита	Регулировка ограничения тока	Тепловая защита	Входное напряжение $U_+ - U_-$ (макс.), В	Максимум выходного тока [1] (каждый источник): при $t_{корп}$ = 75 °С, мА	Максимум выходного тока [1] (каждый источник): без радиатора [2]: $I_{вых}$, мА	Максимум выходного тока [1] (каждый источник): без радиатора [2]: $P_{расс}$, Вт	Стабилизация (тип.), мВ: по нагрузке [3]	Стабилизация (тип.), мВ: по входу [4]	$\theta_{пер.к}$, °С/Вт	Подавление пульсаций 120 Гц (тип.), дБ	Температурная стабильность [5] (тип.), мВ	$U_{ШУМ}$ [6], мкВ ср. кв.	Примечания
Motorola																	
MC1468L	DIP	±15	>	>	—	—	60	55	30	0,5	10 [7]	10 [7]	50	75	45	100	
MC1468	TO-66	±15	>	>	—	—	60	100	65	1,2	10 [7]	10 [7]	17	75	45	100	
National																	
LM325S	PDIP	±15	—	>	—	>	60	100	80	1,4	6	2	12	75	45	150	Предназначены для использования с внешними проходными транзисторами
LM325N	PDIP	±15	—	>	—	>	60	—	30	0,5	6	2	150 [8]	75	45	150	
LM326S	PDIP	±12	—	>	—	>	60	100	100	1,4	6	2	12	75	35	100	
LM326N	PDIP	±12	—	>	—	>	60	—	35	0,5	6	2	150 [9]	75	35	100	
LM327N	PDIP	±5; −12	—	>	—	>	60	100	100	1,4	6	2	12	75	15; 35	40; 100	
Raytheon																	
RC4194DB	DIP	рег.	>	>	—	—	70	30 [9])	25 [9])	0,5	0,1%	0,2%	160 [8])	70	0,2%	250 [10])	Лучшая схема по мнению авторов
RC4194TK	TO-66	рег.	>	>	—	—	70	250 [9])	90 [9])	1,8	0,2%	0,2%	7	70	0,2	250 [10])	
RC4195NB	мини DIP	±15	—	>	—	>	60	—	20	0,35	2	210 [8])	75	75	60		

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

часто предлагаются примеры схемных конфигураций. Стоит помнить, что идея использования выходного напряжения одного источника в качестве эталона для другого может быть применена не только для

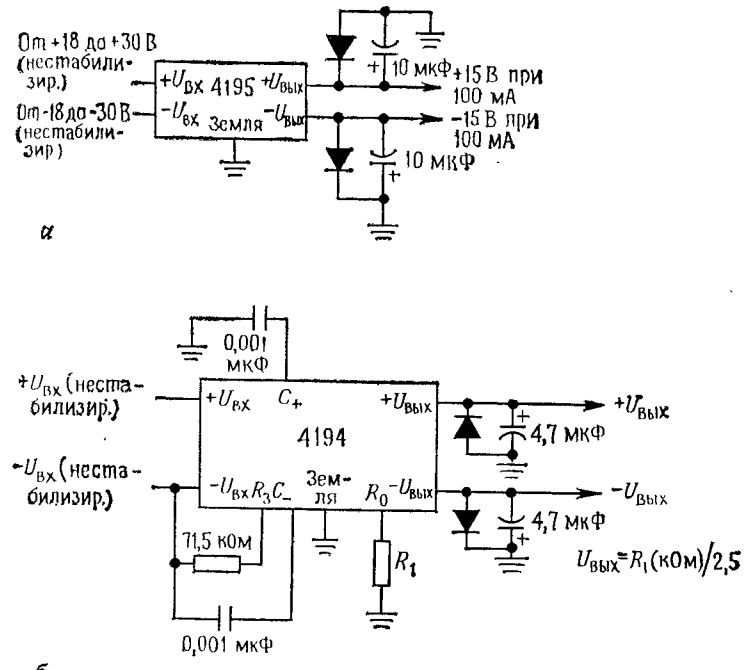


Рис. 5.33.

двух источников с противоположным напряжением. Например, имея стабильное напряжение +15 В, можно его использовать для получения стабилизированного напряжения +5 В или даже —12 В.

Упражнение 5.6. Спроектируйте стабилизатор на ±12 В на основе схемы 4194.

5.20. Стабилизаторы высокого напряжения

При проектировании стабилизаторов высокого напряжения возникают некоторые специальные проблемы. Так как напряжение пробоя обычных транзисторов не превосходит 100 В, то проектирование источников питания с более высоким напряжением требует применения некоторых схемных ухищрений. В этом разделе представлен ряд таких приемов.

Лобовое решение: высоковольтные элементы. Существуют мощные транзисторы — и даже не слишком дорогие — с напряжением пробоя, превышающим 1000 В. Типичный пример — транзистор DTS

Продолжение

Тип	Корпус	$U_{вых}$, В	Регулировка выхода	Подстройка баланса	Регулировка ограничения тока	Тепловая защита	Исходное напряжение $U_+ - U_-$ (макс.), В	Максимум выходного тока [1] (каждый источник): при $t_{корп}$ = 75°С, мА	Максимум выходного тока [1] (каждый источник): без радиатора [2]: $I_{вых}$, мА	Максимум выходного тока [1] (каждый источник): без радиатора [2]: $P_{расс}$, Вт	Стабилизация (тип.), мВ: по нагрузке [3]	Стабилизация (тип.), мВ: по входу [4]	$\theta_{пер.к}$, °С/Вт	Подавление пульсаций 120 Гц (тип.), дБ	Температурная стабильность [5] (тип.), мВ	Шум [6], мкВ ср. кв.	Примечания
RC4195TK	TO-66	±15	—	У	—	У	60	150	70	1,2	3	2	11	75	75	60	Лучшая схема по мнению авторов
Signetics																	
NE5553N	DIP	±12	У	У	—	У	64	100	55	0,8	10	100	95 [8]	50	100	55	
NE5553UI	TO-220	±12	У	У	—	У	64	300	90	1,25	10	100	12	50	100	55	
NE5554N	DIP	±15	У	У	—	У	64	80	45	0,8	10	100	95 [8]	50	100	55	
NE5554U1	TO-220	±15	У	У	—	У	64	230	70	1,25	10	100	12	50	100	55	
NE5555U1	TO-220	±5; —12	У	У	—	У	64	300	125	1,25	10	100	12	50	100	55	
Silicon general																	
SG3501AJ	DIP	±15	—	У	—	У	60	60	30	0,6	30	20	125 [8]	75	150	50	
SG3502	DIP	рег.	У	У	У	У	50	50	30	0,6	0,3%	0,2%	125 [8]	75	1%	50	

[1] $U_{вх} = 1{,}6\,U_{вых}$ (для каждого источника). [2] Для внешней температуры 50°С. [3] От 10 до 50% $I_{макс}$. [4] Для $\Delta U_{вх} \approx 15$ В. [5] $\Delta U_{вых}$ для $T_{пер}$ от 0 до 100°С. [6] От 100 Гц до 10 кГц. [7] Максимум. [8] $\theta_{пер.ср}$ [9] Перепад 10 В (для каждого источника). [10] От 10 Гц до 100 кГц.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

704 фирмы Delco. Его напряжение пробоя 1400 В, а максимальный ток коллектора 3 А (разумеется, не одновременно). Так как напряжение на входе усилителя ошибки близко к уровню земли (на выходе делителя будет низковольтный сигнал), то высокое напряжение пробоя должен иметь только проходной транзистор и тот, который подает на него управляющий сигнал. Идею такой схемы поясняет рис. 5.34. T_1 и T_2 — высоковольтные транзисторы: с напряжением пробоя 600 В и более. Диоды используются для предотвращения пробоя: $Д_1$ защищает переход эмиттер — база транзистора T_2, когда транзистор заперт, т. е. когда заряд, сохраняющийся на конденсаторе C_2, может сместить эмиттер в положительную сторону по отношению к базе. Точно так же $Д_2$ защищает переходы база — коллектор и эмиттер — коллектор. Стабилитрон $Д_3$ защищает входной каскад усилителя ошибки. Элементы R_5, R_6 и C_3 включены в схему для частотной компенсации, т. е. для обеспечения устойчивости. Эта схема — исключение из общего правила, гласящего, что транзисторные схемы не создают опасности поражения электрическим током!

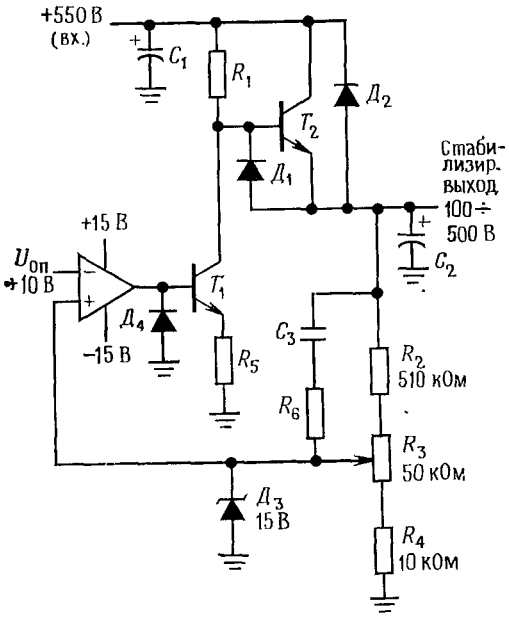


Рис. 5.34. Высоковольтный стабилизатор обычного типа.

Если высоковольтный стабилизатор рассчитан на фиксированное напряжение, то проходному транзистору не обязательно иметь высокое напряжение пробоя. Если, например, в приведенной только что схеме выбросить резистор R_3, то получится стабилизатор на фиксированное напряжение +500 В. В этом случае вполне пригоден 100-вольтовый проходной транзистор, так как в этой схеме напряжение на нем никогда не превысит 100 В, даже в моменты включения и отключения, а также в условиях короткого замыкания выхода. Как видно из схемы, проходной транзистор попадает под полное входное напряжение в момент включения, поскольку конденсатор C_2 удерживает выход на потенциале земли, но замена диода $Д_2$ стабилитроном разрешает это затруднение. Если к тому же этот стабилитрон может выдержать большой ток, то он может заодно защитить проходной транзистор от нагрузок короткого замыкания, если соответствующий плавкий

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

предохранитель поставлен перед стабилизатором. Здесь было бы хорошо использовать активную стабилитронную схему, рассмотренную в разд. 5.06.

Стабилизация в цепи земли. На рис. 5.35 показан другой способ стабилизации высокого напряжения с помощью низковольтных элементов. T_1 — последовательный проходной транзистор, но соединенный с низковольтным концом источника питания; его «выход» идет на землю. Напряжение на нем — это только доля выходного напряжения, и поэтому этот транзистор потенциально находится около земли, что упрощает схему управляющего сигнала. Как и раньше, следует обеспечить защиту во время переходных процессов включения — выключения, а также при перегрузках. Показанная на схеме простая стабилитронная защита достаточна, надо лишь помнить, что стабилитрон должен быть способен выдержать ток короткого замыкания.

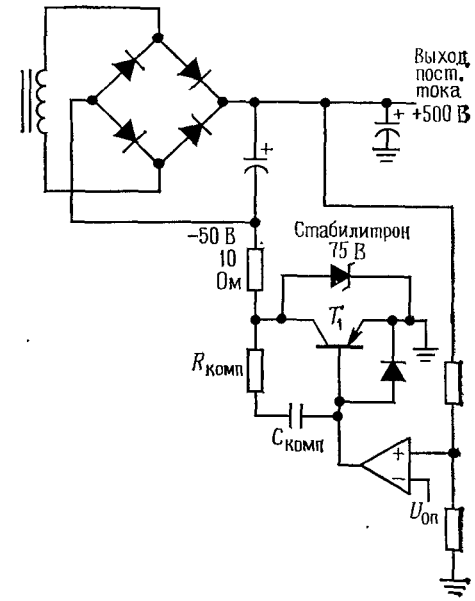


Рис. 5.35.

Стабилизация вольтодобавки. („Подъем" стабилизатора над уровнем земли). Еще один метод, который иногда употребляется для расширения диапазона напряжения стабилизаторов, включая и простые трехвыводные стабилизаторы, — это поднятие потенциала общего вывода стабилизатора относительно потенциала земли с помощью стабилитрона (рис. 5.36). $Д_1$ поднимает потенциал общего вывода над потенциалом заземления, добавляя его напряжение к собственному выходному напряжению стабилизатора. $Д_2$ через повторитель T_1 устанавливает падение напряжения на стабилизаторе и совместно с $Д_3$ обеспечивает защиту от короткого замыкания.

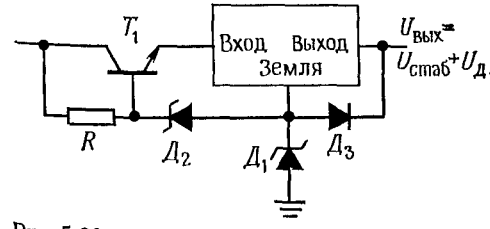


Рис. 5.36.

Использование оптронов. Еще один путь решения проблемы пробоя проходного транзистора в высоковольтных источниках пи-

тания с применением относительно низковольтных приборов при известном фиксированном выходном напряжении состоит в следующем. Мы видели, что в таких случаях только транзистор, выдающий управляющий сигнал, должен выдерживать высокое напряжение, но даже этого можно избежать, если применить оптронную пару. Эти приборы, о которых мы еще будем говорить в связи с цифровыми интерфейсами в гл. 9, состоят из двух электрически изолированных

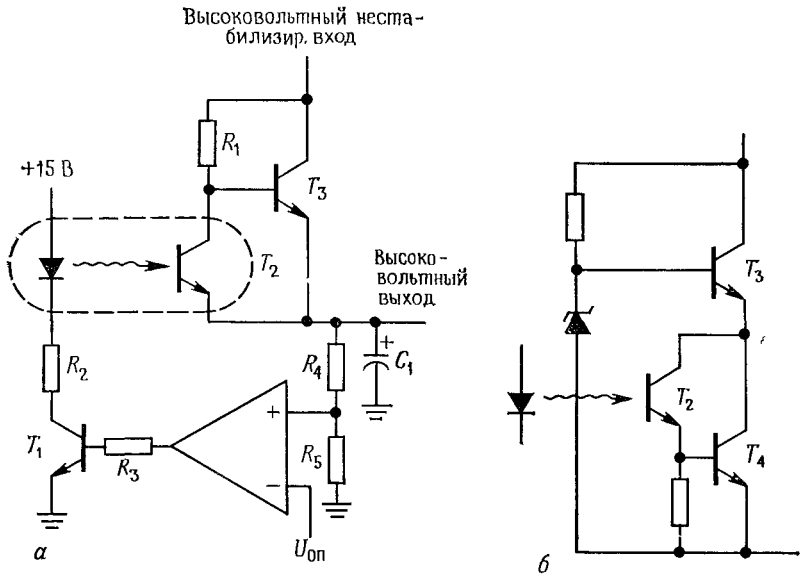


Рис. 5.37. Высоковольтный стабилизатор с оптронной изоляцией.

частей: светодиода, который излучает свет, когда проводит ток, и фототранзистора (или фотопары Дарлингтона), смонтированных рядом в непрозрачном корпусе. Прохождение тока через диод приводит транзистор в проводящее состояние аналогично появлению тока базы. Как и для обычного транзистора, для выведения фототранзистора в активный режим к коллектору прикладывается напряжение. Во многих случаях даже не делают отдельного вывода базы. Оптронные пары, как правило, имеют достаточно хорошую изоляцию, чтобы выдержать напряжение в несколько тысяч вольт между входом и выходом. На рис. 5.37 показано несколько способов использования оптронных пар в высоковольтных источниках питания. В первой схеме фототранзистор T_2 запирает проходной транзистор T_3 при слишком большом подъеме выходного напряжения. Во втором варианте, для которого изображена только часть схемы с проходным транзистором, фототранзистор, будучи возбужден, увеличивает выходной ток, поэтому входы усилителя ошибки должны быть инвертированы. Обе схемы создают некоторый выходной ток в цепи проходного транзистора, поэтому необходима балластная нагрузка между выходом и землей, чтобы не было подъема выходного напряжения в условиях отсутствия нагрузки. Эту функцию можно возложить на резисторы выходного делителя или на включенный параллельно выходу источника отдельный вспомогательный резистор, который вообще рекомендуется включать в высоковольтных источниках питания.

Плавающие стабилизаторы. Другой способ избежать больших напряжений на управляющих элементах источника высоковольтного питания — это сделать управляющую схему «плавающей» около потенциала базы проходного транзистора, сравнивая падение напряжения на его собственном источнике напряжения с падением напряжения между ним и землей. Для подобного применения предназначена превосходная ИМС стабилизатора MC1466, которой требуется вспомогательный слаботочный источник напряжения (20—30 В) для работы самой ИМС. Выходное напряжение ограничено только проходными транзисторами и изоляцией вспомогательного источника. Схема MC1466 характеризуется очень хорошей стабилизацией и прецизионной токоограничивающей схемой, поэтому она вполне подходит для точных «лабораторных» источников питания.

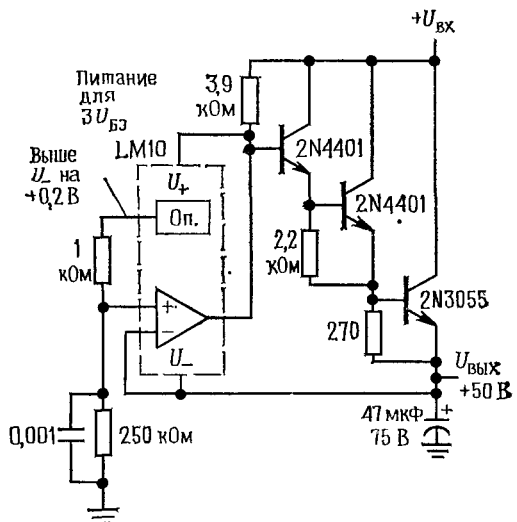


Рис. 5.38.

Изящный способ построения плавающего стабилизатора может быть осуществлен на основе недавно появившейся ИМС — LM-10— комбинации ОУ и источника опорного напряжения, ознаменовавшей перелом в технологии производства ИМС. Эта ИМС может работать от одиночного источника питания 1,2 В, т. е. она может быть запитана от перепада напряжений между эмиттером и базой проходного транзистора Дарлингтона! Пример такой схемы показан на рис. 5.38. Если вы любите аналогии, то представьте себе жирафа, который измеряет собственный рост, глядя на землю с высоты, а затем стабилизирует его, вытягивая или укорачивая шею.

Последовательное соединение транзисторов. Рис. 5.39 иллюстрирует прием последовательного соединения транзисторов для увеличения напряжения пробоя. Транзистор T_1 выдает сигнал возбуждения на последовательно соединенные транзисторы T_2—T_4, которые делят между собой большое напряжение между коллектором

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

T_2 и выходом. Резисторы базы выбираются достаточно малыми, чтобы можно было добиться от транзисторов полного тока выхода. Как и в предыдущей схеме, резисторы смещения дают некоторый выходной ток даже при запертых транзисторах, поэтому должна быть включена балластная нагрузка между выходом и землей, чтобы предотвратить подъем выходного напряжения выше стабилизированного уровня. При работе с подобными схемами следите за допустимыми напряжением и мощностью резисторов.

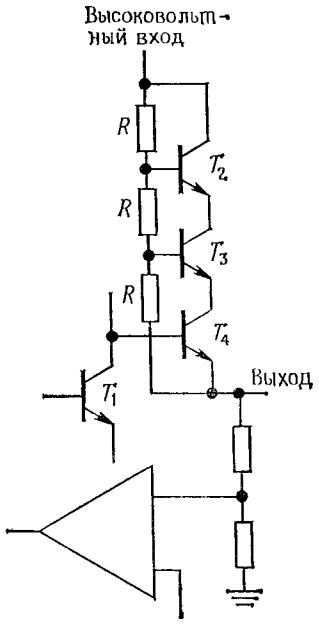


Рис. 5.39.

Стабилизация входного напряжения. В высоковольтных источниках питания иногда применяется другой прием — стабилизация входного напряжения вместо выходного. Обычно это делается с помощью высокочастотных импульсных преобразователей постоянного тока, поскольку попытка стабилизировать напряжение переменного тока 50 или 60 Гц приводит к плохой стабилизации с существенными остаточными пульсациями. Общая идея метода показана на рис. 5.40. Трансформатор Tp_1 и связанная с ним схема выпрямителя дают некоторое промежуточное напряжение, например 40 В. От этого напряжения работает мощный высокочастотный генератор прямоугольных импульсов, а его выходной сигнал подвергается двухполупериодному выпрямлению и фильтрации. Отфильтрованный по-

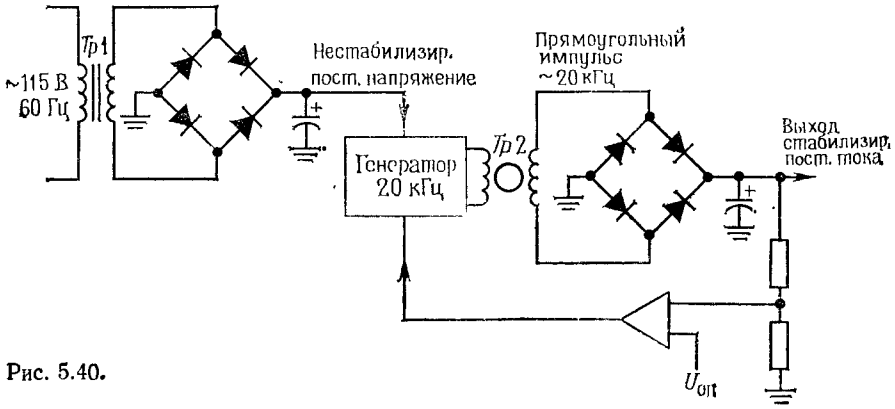


Рис. 5.40.

стоянный ток является выходным сигналом, часть которого подается обратно на генератор для управления его рабочим циклом или амплитудой в зависимости от выходного напряжения. Так как генератор работает на высокой частоте, то переходные процессы происходят быстро и выпрямленные колебания легко отфильтровать, особенно если выпрямление двухполупериодное. Трансформатор Tp_2 должен быть рассчитан на работу с высокочастотным напряжением, поскольку обычный мощный трансформатор с наборным сердечником из пластин имеет большие потери в магнитопроводе. Подходящие трансформаторы делаются с сердечниками из железного порошка, феррита, или с тороидальными ленточными сердечниками [1], и они гораздо меньше и легче мощных трансформаторов для тех же расчетных мощностей. Здесь не нужны высоковольтные элементы, кроме, конечно, выходных выпрямительного моста и конденсатора.

5.21. Импульсные стабилизаторы

Для большинства источников питания лучшим средством стабилизации является последовательный проходной стабилизатор, но если требуется большой ток, то из-за рассеяния большой мощности на проходном транзисторе источник питания получается большим (и горячим!). В тех случаях, когда это нежелательно, применяются импульсные стабилизаторы (иногда называемые стабилизаторами с периодической передачей энергии), в которых проходной транзистор быстро переключается (обычно с частотой 5—50 кГц) между состояниями насыщения и отсечки. Выходной сигнал (очень противный — прямоугольный импульс, колеблющийся между уровнем входного нестабилизированного напряжения и уровнем заземления) сглаживается фильтром нижних частот, состоящим из последовательно включенной катушки индуктивности (дросселя) и заземленного конденсатора (в действительности было бы правильнее считать катушку устройством, запасающим энергию, а не частью фильтра). Благодаря высокой частоте переключений фильтрация упрощается. Как и у других стабилизаторов, выходной сигнал постоянного тока сравнивается с соответствующим опорным напряжением, но здесь изменяется «рабочий цикл» импульса переключения (отношение времени включенного состояния к времени выключенного) вместо изменений уровня возбуждения базы проходного транзистора, и тем самым выходное напряжение подстраивается в соответствии с сигналом ошибки.

Импульсные стабилизаторы рассеивают очень небольшую мощность, поскольку проходной транзистор то заперт, то насыщен, а дроссель мощности не рассеивает, если не считать потерь от сопротивления обмотки и потерь в сердечнике, которые могут быть сделаны очень малыми. В результате получаем источник питания на большой ток очень высокой эффективности с интересным свойством: в импульсном стабилизаторе, у которого выходное напряжение меньше входного, ток, отбираемый от источника нестабилизированного напря-

[1] Лента делается из пермаллоя или иного сплава подобного типа.— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

жения, меньше выходного тока, который питает нагрузку. При этом напряжение на входе стабилизатора может быть намного больше напряжения на выходе. Например, мини-ЭВМ Nova 3/4 все питание получает от импульсного источника, в том числе и питание +5 В при 20 А, а источник имеет на входе нестабилизированное напряжение +35 В. При тех же условиях такая разница между входным и выходным напряжением у последовательного проходного стабилизатора была бы невозможна, так как рассеиваемая на проходном транзисторе мощность достигала бы при полной нагрузке 600 Вт. С помощью импульсных стабилизаторов можно создавать выходное напряжение, превышающее входное, и даже напряжение обратной полярности — прием, который используется в только что упомянутом источнике питания для мини-ЭВМ.

Подробное рассмотрение методов проектирования импульсных стабилизаторов выходит за рамки этой книги. Их практическое конструирование может потребовать значительного хитроумия, и они обладают некоторыми серьезными недостатками, наиболее заметные из которых — генерация электрических помех во время переходных процессов включения — выключения больших токов, проблемы режима работы в отсутствие нагрузки, и, наконец, эти стабилизаторы часто во время работы издают довольно громкий, неприятный, зловещий звук. Мы советуем: если вам нужен импульсный стабилизатор — купите его, но при этом обратите особое внимание на противошумовые фильтры, защиту от короткого замыкания и защиту от неисправностей.

5.22. Преобразователи постоянного тока

В некоторых случаях удобно или даже необходимо иметь возможность преобразовать одно постоянное напряжение в другое. Например, в цифровых системах почти всюду используется +5 В при сильном токе, но вам может понадобиться использовать отдельный операционный усилитель, который потребляет лишь несколько миллиампер постоянного тока напряжением 15 В, или иногда вам может понадобиться запустить какую-нибудь мощную аппаратуру от 12-В автомобильного аккумулятора.

Генератор плюс трансформатор. Один из наиболее популярных способов преобразования постоянного напряжения, особенно если нужна значительная выходная мощность,— это сочетание мощного генератора прямоугольных импульсов и трансформатора. Они могут быть объединены в самовозбуждающийся мощный генератор, как показано на рис. 5.41. Транзисторы T_1 и T_2 образуют пушпульный генератор, который вводит трансформатор Tp_1 в магнитное насыщение на каждом полупериоде. Обычно в этих трансформаторах используются тороидальные сердечники в виде «квадратной петли», но можно брать и обычные пластинчатые, хотя и с меньшей эффективностью.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Резисторы и диод в цепи базы должны обеспечивать возникновение колебаний. Точки рядом с витками — это универсальный способ обозначения относительной полярности обмоток. Обычно применяется еще и последовательный проходной стабилизатор, поскольку

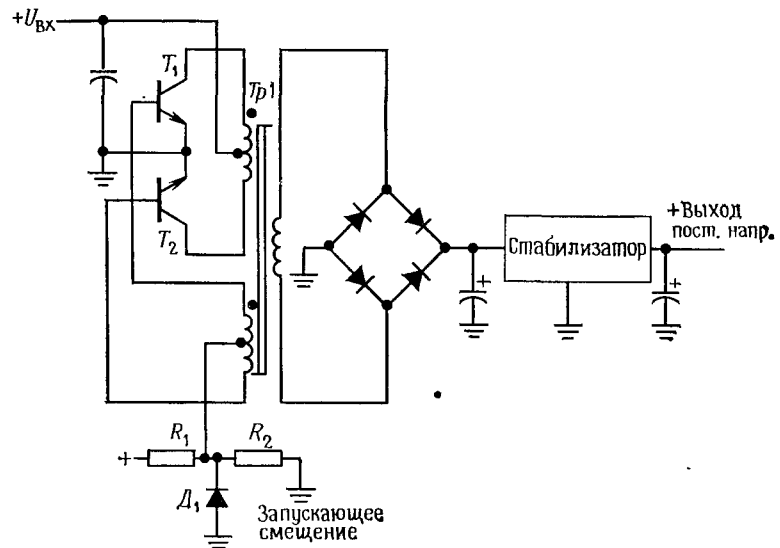


Рис. 5.41.

со вторичной обмотки трансформатора снимается отфильтрованное, но не стабилизированное напряжение. Фильтрацию провести легко, поскольку выходное напряжение — это прямоугольный импульс, прошедший двухполупериодное выпрямление, т. е. уже почти безупречное постоянное напряжение. Генератор, как правило, работает на частоте не менее нескольких килогерц — для уменьшения габаритов и веса сердечника трансформатора. При таких частотах для уменьшения потерь в сердечниках применяются специальные материалы и технология изготовления. Готовые преобразователи постоянного напряжения выпускаются многими фирмами, специализирующимися на источниках питания; в частности, такие преобразователи выпускаются для преобразования напряжения +5 В в ±15 В.

Предупреждение: покупая преобразователь постоянного напряжения, следует предусмотреть некоторые возможные неприятности. Проверьте, что преобразователь: а) включится в случае наибольшей нагрузки; б) не сгорит при закороченном выходе; в) не дает всплесков или еще чего-нибудь лишнего во входной или выходной линии.

Бестрансформаторное преобразование. Для применений, требующих малых значений тока, можно построить бестрансформаторный преобразователь постоянного напряжения, используя лишь генера-

тор прямоугольных импульсов и выпрямитель или умножитель напряжения. Пример такой схемы показан на рис. 5.42. Схема дает выходное напряжение +5 В и —5 В от одиночного входного напряжения +12 В, например от аккумулятора. ИМС таймера 555 генерирует прямоугольные импульсы с частотой 1 кГц, колеблющиеся от уровня

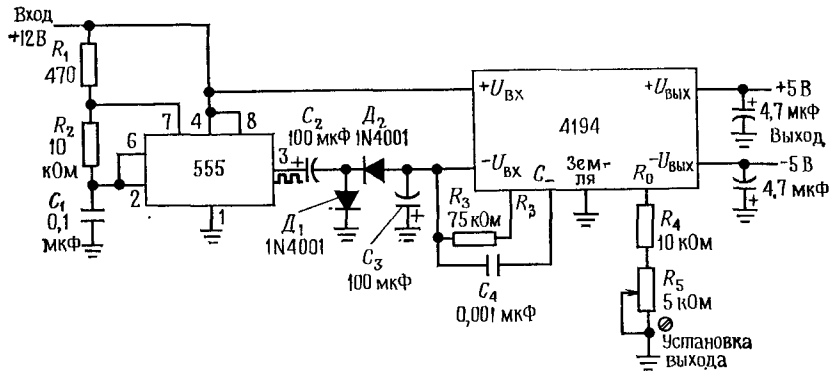


Рис. 5.42.

земли до +12 В. Эти импульсы подвергаются выпрямлению на диодах $Д_1$, $Д_2$ и двух конденсаторах для получения нестабилизированного напряжения —10 В. Пара нестабилизированных напряжений +12 В и —10 В подается на сдвоенный стабилизатор для получения стабилизированных напряжений ±5 В.

Примером готовой ИС для бестрансформаторного преобразования постоянного напряжения является Intersil ICL 7660. В ней используются МОП-транзисторные ключи (см. гл. 6) совместно с плавающими конденсаторами для получения отрицательного постоянного напряжения, равного по величине положительному напряжению питания схемы, например, выходное напряжение —5 В получается при напряжении питания +5 В. Схема работает в диапазоне от 1,5 до 10 В, имеет эффективность преобразования, близкую к 100%, и дает выходной ток до 40 мА. Эта удобная ИМС выпускается в корпусах мини-DIP и требует только двух внешних навесных элементов (конденсаторов). Объединяя несколько схем ICL 7660, можно получать выходное напряжение, кратное напряжению питания.

5.23. Энергозапасающие дроссели

Примеры схем, приводимые ниже,— это импульсные стабилизаторы в тех или иных воплощениях. Все они используют свойство катушки индуктивности накапливать энергию, а затем отдавать ее конденсатору фильтра или нагрузке (см. общие замечания в разд. 5.21).

Повышающий стабилизатор. Необычным приемом с ограниченной областью приложения является использование дросселя

«с обратным ходом», в которой энергия $^1/_2 I^2 L$, запасенная в магнитном поле дросселя, преобразуется в постоянный ток. Пример того, как это делается, показан на рис. 5.43. Схема генерирует стабилизированное напряжение +12 В от питания +5 В, сплошь и рядом встречающегося в цифровых схемах. Эта конкретная схема использует ИС

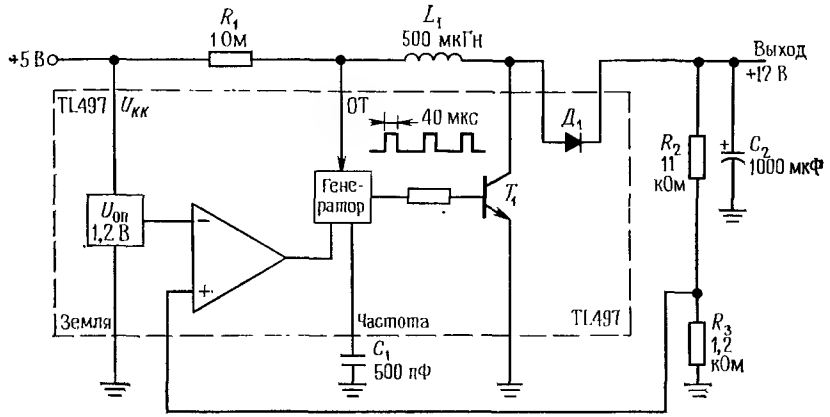


Рис. 5.43. Повышающий преобразователь постоянного напряжения на базе ИМС.

переключательного стабилизатора TL497, хотя подобные схемы могут быть построены из стандартных элементов, таких, как компараторы и генераторы. Внутренний генератор дает периодические 40 мкс-импульсы, отпирающие транзистор T_1 и заземляющие один конец L_1. Ток через L_1 в этот момент возрастает (так как $U=LdI/dt$), а когда транзистор T_1 запирается, напряжение на катушке резко растет, стремясь удержать ток на том же уровне. У такой схемы выходное напряжение в отсутствие нагрузки будет расти непрерывно, так как индуктивность просто наращивает заряд конденсатора C_2, каково бы ни было напряжение на нем (конечно, может произойти пробой $Д_1$, T_1 или C_2). В этой схеме выходное напряжение сравнивается с опорным напряжением 1,2 В. Выходной сигнал компаратора отключает генератор импульсов, если выходное напряжение достаточно велико, и таким образом выходное напряжение регулируется без использования проходного транзистора. В этой схеме $Д_1$ блокирует обратный ток во время действия импульса, а резистор R_1 обеспечивает всегда важную функцию ограничения тока. Емкостью C_1 задается ширина импульса, а C_2 фильтрует выходной сигнал для снижения уровня пульсаций. Он должен иметь довольно значительную емкость, так как стабилизация осуществляется только импульсно.

Источники питания, использующие обратный выброс. Высоковольтные источники питания, использующие обратный выброс, иногда строят на базе трансформаторов. Первичная обмотка работает

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

так, как только что было описано, но большое отношение витков дает возможность получить высокое выпрямленное напряжение со вторичной обмотки. Эту идею иллюстрирует рис. 5.44. Транзистор T_1 возбуждается импульсами, периодически заземляя один конец первичной обмотки. Схема может быть самовозбуждающейся, подобно первому из рассмотренных нами преобразователей постоянного тока.

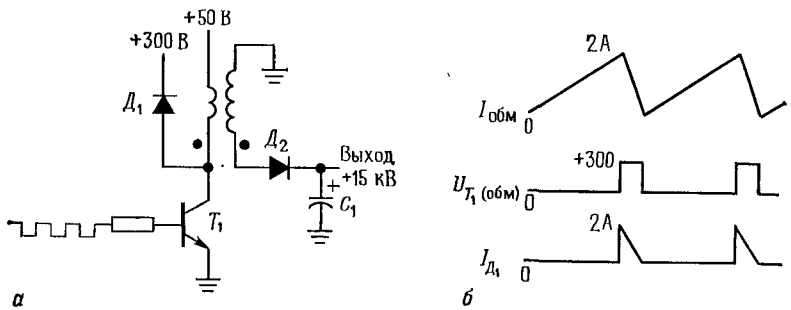


Рис. 5.44.

$Д_1$ — это демпфирующий диод, препятствующий слишком большому подъему напряжения коллектора T_1 во время обратного выброса. Диод $Д_2$, связанный со вторичной обмоткой высокого напряжения, является выходным выпрямителем. Подобные схемы с обратным выбросом применяются для питания кинескопов и катодно-лучевых трубок в качестве источников высокого напряжения анода, обычно 10 кВ при нескольких микроамперах. Эта схема работает на частоте около 15 кГц, а это значит, что конденсатор фильтра может иметь емкость всего несколько сотен пикофарад. Нарастающий ток в интервалах времени, когда транзистор T_1 открыт, часто используется для формирования магнитного поля для сканирования луча в электронно-лучевой трубке; в этих случаях частота импульсов обратного хода определяет скорость горизонтальной развертки. Родственной схемой является так называемый блокинг-генератор, работающий в автоколебательном режиме.

Микромощные стабилизаторы. Преобразователи, использующие обратные выбросы, находят себе применение также в микромощных схемах типа электронных часов, карманных калькуляторов и других устройств, от которых требуется длительная работа от маленькой батарейки. Например, на рис. 5.45 показана микромощная схема стабилизированного питания для электростимулятора сердечной мышцы. Такая схема преобразует входное напряжение (диапазон от +5 до +3 В, напряжение падает по мере старения батареи) в стабилизированное питание +5,5 В. Этот источник питания имеет ток покоя около 1 мкА, обеспечивает стабильность по входу и по нагрузке около 5% и эффективность преобразования 85% при полной нагрузке и полном напряжении батареи. Соответствующая схема с

использованием генератора, удвоителя и последовательного проходного стабилизатора была бы гораздо менее эффективна из-за потерь в стабилизаторе при «высоком» нестабилизированном напряжении. Схемы с обратным выбросом эффективны и при создании умножителей напряжений с переменным коэффициентом умножения. Такие умножители имеют максимальный коэффициент полезного действия и потому очень хороши для применений в микромощных схемах.

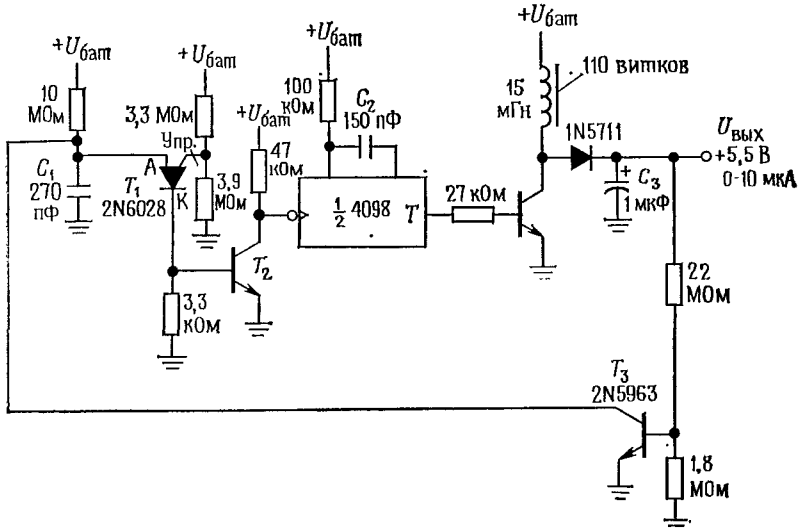


Рис. 5.45. Микромощный импульсный стабилизатор.

На управляемом переходном транзисторе 2N6028 собран релаксационный генератор. Он не проводит ток, пока напряжение на управляющем электроде не превысит напряжения прямого смещения p — n-перехода, а тогда он переходит в проводящее состояние, пропуская большой ток от анода к катоду и разряжая конденсатор.

В этой схеме T_3 является элементом обратной связи — он разряжает конденсатор C_1, уменьшая скорость нарастания импульса преобразования энергии в катушке индуктивности до величины, необходимой для поддержания желаемого выходного напряжения. Обратите внимание на большие сопротивления резисторов во всей схеме. Температурная компенсация здесь не нужна, поскольку схема работает в условиях постоянной температуры: 36,6°С.

Понижающие импульсные стабилизаторы. Импульсные источники питания могут, конечно, быть использованы в качестве понижающих стабилизаторов, которые обсуждались на протяжении большей части этой главы. Преимуществами импульсных стабилизаторов в схемах такого назначения являются малая величина и малое

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

рассеивание мощности, а также возможность получать низкое выходное напряжение при относительно высоком входном без такого громадного рассеяния мощности, как у подобной схемы с последовательным проходным транзистором. Пример такой схемы показан на рис. 5.46. Это стабилизатор, рассчитанный на выходное напряжение 5 В и ток до 5 А при входном нестабилизированном напряжении от

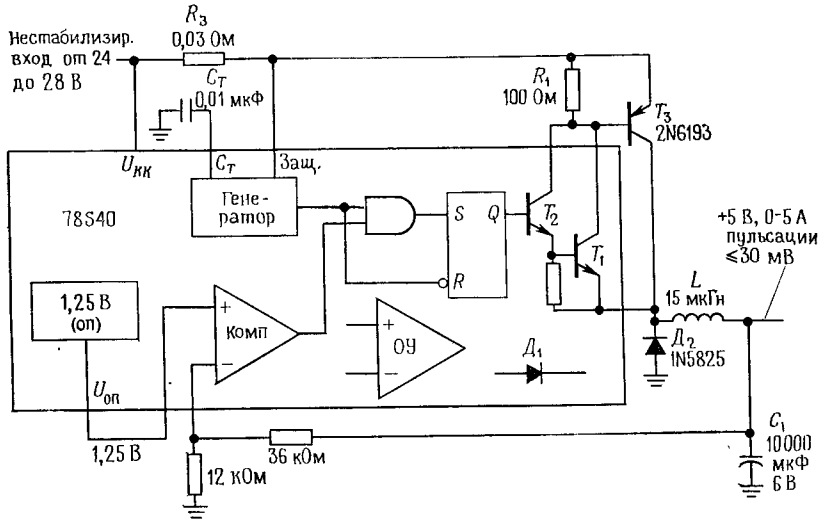


Рис. 5.46. Импульсный стабилизатор постоянного тока на базе специализированной ИМС.

24 до 28 В. Соответствующий линейный стабилизатор рассеивает мощность 100 Вт, для его работы требуется 5 А входного тока, в то время как для импульсного стабилизатора требуется менее 2 А входного тока. Другими словами, к. п. д. линейного стабилизатора будет 20%, а импульсного — около 70%.

Схема 78S40 — это «универсальная подсистема импульсной стабилизации», содержащая внутренний источник опорного напряжения на 1,25 В, компаратор, операционный усилитель, генератор, переключающий транзистор и диод. В показанной конфигурации конденсатор C_T устанавливает генератор в режим выдачи импульсов с длительностью 200 мкс и промежутками между импульсами 20 мкс, т. е. с частотой около 5 кГц. Выходной сигнал генератора корректируется по длительности выходным сигналом компаратора в соответствии с имеющимся выходным напряжением. Внешний переключающий *pnp*-транзистор подключен по схеме пары Шиклаи (комплементарная пара Дарлингтона) к встроенной паре Дарлингтона T_1T_2. И транзистор T_3, и диод $Д_2$ имеют относительно высокое быстродействие, которое нужно для повышения к. п. д. при данных скоростях

переключения. Значения параметров дросселя, времязадающего конденсатора и конденсатора фильтра находятся из проектировочных таблиц, выпускаемых изготовителями схем 78S40. Заметьте, что внутренние ОУ и диод не используются, последний потому, что его расчетный пиковый ток 1,5 А слишком мал.

5.24. Источники стабилизированного постоянного тока

В разд. 2.06 и 2.13 были описаны некоторые методы стабилизации тока с помощью схем, содержащих управляемые напряжением источники тока с плавающими или заземленными нагрузками и некоторые виды токовых зеркал. Ниже, в разд. 6.06, будут описаны ПТ, применяемые для конструирования простых схем источников тока на «токостабилизирующих диодах», т. е. ПТ с затвором, замкнутым на исток, таких, как, например, серия 1N5283. Часто возникает надобность в управляемом источнике питания со стабилизированным током в виде отдельного законченного прибора, поэтому рассмотрим теперь некоторые успешно применяемые для этих целей схемы.

Трехвыводные стабилизаторы. Возможно, простейшим методом было бы применение трехвыводного стабилизатора с плавающим общим выводом: присоединим выход через резистор к общему выводу (земле стабилизатора), потом подсоединим нагрузку между общим выводом и землей. Стабилизатор поддерживает на резисторе постоянное напряжение, а следовательно, и постоянный ток в нем. Этот ток через нагрузку суммируется с собственным рабочим током стабилизатора (этот ток мал). Такой источник постоянного тока имеет ряд недостатков: при малом выходном токе собственный рабочий ток стабилизатора (несколько миллиампер) создает большую ошибку, а при больших выходных токах падение напряжения на резисторе (для выпускаемых стабилизаторов минимум 5 В) приводит к ненужному рассеиванию мощности. Чтобы от этих недостатков избавиться, лучше всего пользоваться стабилизатором вроде LM317, который поддерживает напряжение 1,25 В между выходом и общим выводом при токе общего вывода 50 мкА. Эта схема рассматривалась в разд. 5.18.

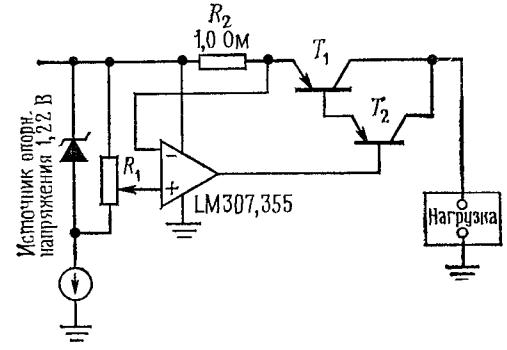


Рис. 5.47.

Схема с измерением тока в силовой выходной цепи. Простая схема с хорошими рабочими параметрами получается из последовательного стабилизатора с проходным транзистором, если поставить датчик тока на входе проходного транзистора (рис. 5.47).

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Здесь R_2 — токоизмерительный резистор предпочтительно с малой температурной зависимостью. Для очень больших токов или прецизионной точности следует применять четырехпроводный резистор, предназначенный для работы в качестве датчика тока, в котором измерительные подводы присоединены внутренне; благодаря этому напряжение сигнала не зависит от сопротивления соединений с токоведущим проводником, который показан на схеме жирной линией.

Для этой схемы следует применять операционный усилитель с диапазоном входного напряжения вплоть до напряжения положительного питания. Такими возможностями обладают схемы 301—305, а также ПТ ОУ 355—357. Заметим, что если входы операционного усилителя реверсированы, то вместо выходного *pnp*-транзистора можно использовать *npn*-транзистор, включенный повторителем. Однако в этом случае источник тока будет иметь малое полное выходное сопротивление на частотах, близких к частоте f_1 петли обратной связи с ОУ, у которого выходным каскадом, в сущности, служит эмиттерный повторитель. Так как при этом расчетные характеристики будут хороши, то подобную ошибку при проектировании источников тока допускают часто.

Поскольку в ток выхода входит неизмеряемый ток базы проходного транзистора, то для минимизации этой ошибки следует применять транзистор Дарлингтона. Полностью исключить эту ошибку можно путем применения устройств нового класса, известных под названием «вертикальные МОП-транзисторы», которые недавно стали выпускаться (см. разд. 6.20). Они ведут себя как обычные МОП-транзисторы, но могут выдерживать ток до 10 А и более. Здесь важно то, что у ПТ нет тока затвора, поэтому их можно использовать как проходные транзисторы с нулевым током управляющего вывода (затвора). Они выгодны во всех областях применений, включая также усилители звуковых и высоких частот.

Схема с измерением тока в возвратной цепи земли. Хороший способ построить прецизионный источник тока — это вести регулирование тока, измеряя напряжение на прецизионном резисторе, включенном последовательно с нагрузкой. Таким образом легче исключить ошибку, обязанную своим появлением току базы,— этот ток должен проходить либо через нагрузку и датчик усилителя, либо не проходить ни там, ни там. Но чтобы добиться этого, приходится сделать плавающими («подвесить») либо источник питания, либо нагрузку, по крайней мере на величину падения напряжения на измерительном резисторе. На рис. 5.48 показаны две схемы с плавающей нагрузкой.

Первая схема — это хороший последовательный стабилизатор, у которого сигнал ошибки выделяется в виде напряжения на малом резисторе, соединяющем нагрузку с землей. Проводники силового тока изображены жирными линиями. Схема Дарлингтона применена не для того, чтобы избежать ошибки, связанной с током базы, поскольку измеряется истинный ток нагрузки, а чтобы иметь уровень тока возбуждения, не превышающий нескольких миллиампер, и использовать в качестве усилителя ошибки обычный операционный усилитель. Датчиком должен быть мощный измерительный резистор

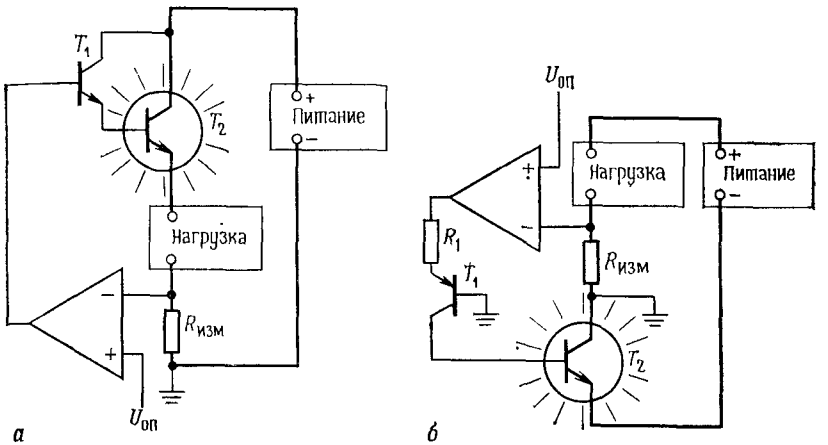


Рис. 5.48.

с низким температурным коэффициентом, желательно четырехпроводный резистор. Во второй схеме стабилизирующий транзистор стоит в цепи заземления источника сильного тока. Это имеет то преимущество, что коллектор заземлен, поэтому не приходится заботиться об изоляции корпуса транзистора от радиатора.

В обеих схемах $R_{изм}$ выбирается таким, чтобы падение напряжения на нем было при обычных рабочих токах~1 В; его значение находится путем компромисса между ростом ошибки смещения входа операционного усилителя, с одной стороны, и уменьшением рабочего диапазона источника тока и возрастанием рассеиваемой мощности на резисторе — с другой. Если схема предназначена для работы в большом диапазоне токов, то $R_{изм}$ может представлять собой набор прецизионных мощных резисторов, переключаемых с помощью переключателя диапазонов.

Заземленная нагрузка. Если нагрузка должна быть соединена непосредственно с землей схемы, то можно применить схему с плавающим источником питания. Два примера таких схем показаны на рис. 5.49. В первой схеме операционный усилитель такого, как здесь показано, забавного вида является усилителем ошибки с буферным выходным сильноточным каскадом, работающим от отдельного расщепленного источника питания (для токов меньше 150 мА это может быть, например, схема 723). У сильноточного источника общий вывод «плавает» относительно земли, и важно, чтобы усилитель ошибки или хотя бы его буферный каскад был запитан от плавающего источника

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

таким образом, чтобы возвратный путь тока возбуждения базы лежал через $R_{изм}$. Для остальных операционных усилителей и узлов той же схемы требуется слаботочный источник питания с заземленным общим выводом. Напряжение отрицательного по отношению к уровню земли схемы опорного источника задает выходной ток. Заметьте полярность входов усилителя ошибки.

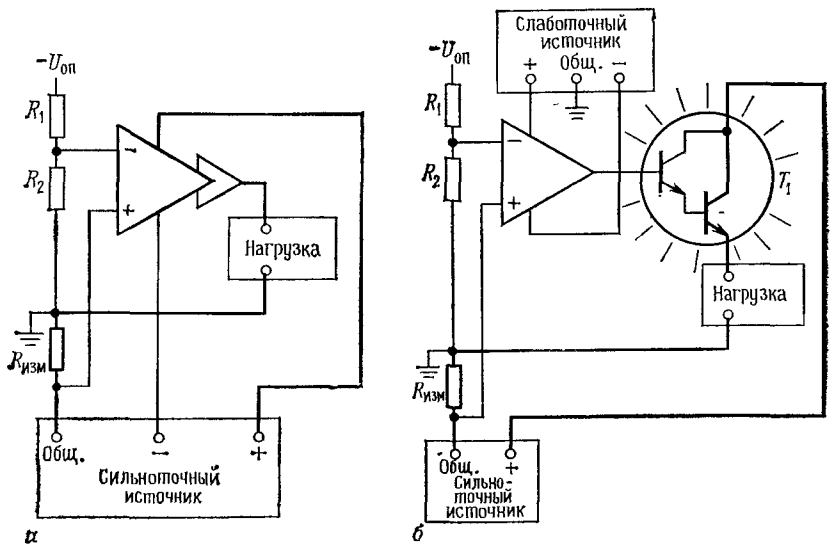


Рис. 5.49.

Вторая схема является примером применения дополнительного источника питания, когда в качестве усилителя ошибки используется обыкновенный операционный усилитель. Здесь T_1 — внешний проходной транзистор, который должен быть составным, поскольку ток базы проходит через нагрузку, но не через токоизмерительный резистор. Усилитель ошибки питается от того же расщепленного источника питания с заземленным общим выводом, что и остальные узлы прибора. Эта схема вполне подходит для стендовых источников тока со встроенным слаботочным расщепленным источником питания и сильноточным источником питания, присоединенным извне. Напряжение и ток этого внешнего источника могут быть выбраны в зависимости от конкретного применения.

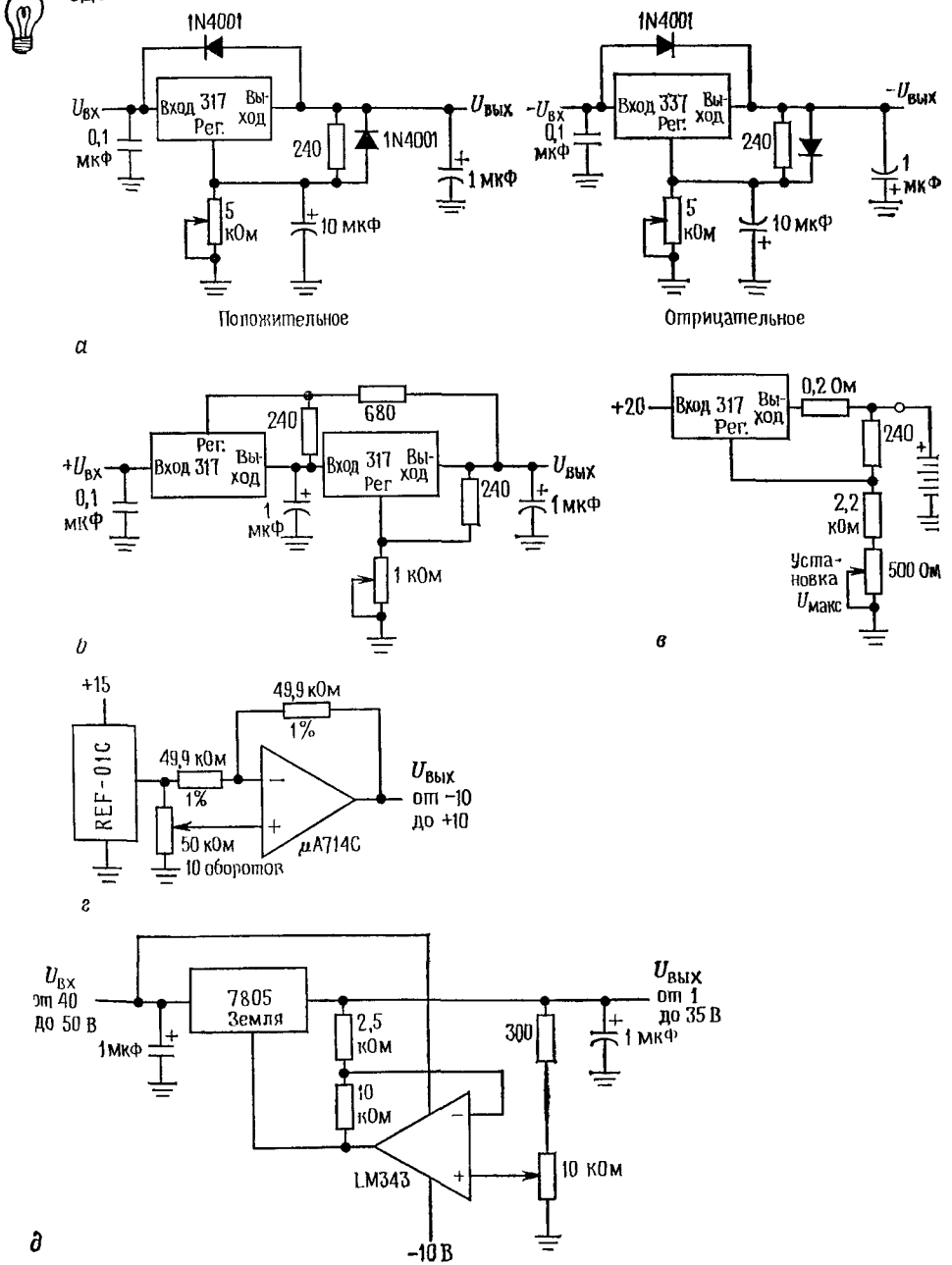
СХЕМЫ, НЕ ТРЕБУЮЩИЕ ПОЯСНЕНИЙ

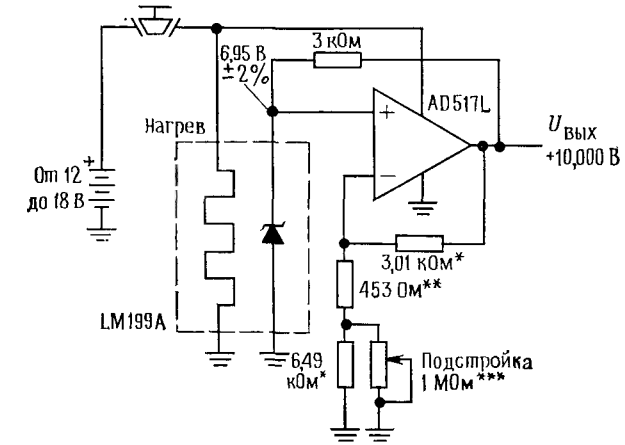
5.25. Удачные схемы

На рис. 5.50 представлен ряд распространенных схем, взятых в основном из каталогов фирм-изготовителей.

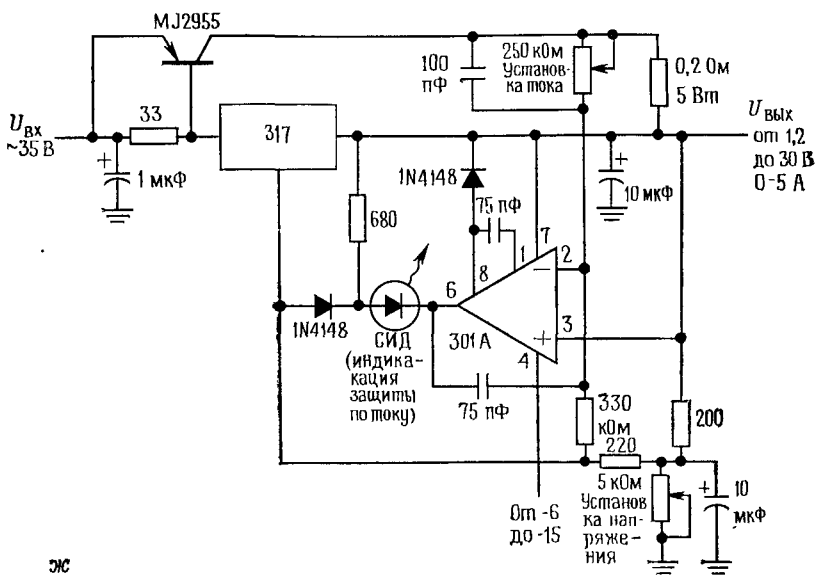
Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Удачные схемы





е



ж

Рис. 5.50.

а — трехвыводной стабилизатор в схеме с улучшенной фильтрацией пульсаций (диоды защищают от короткого замыкания выхода и входа); *б* — схема со следящим предварительным стабилизатором; *в* — зарядное устройство для аккумулятора на 12 В; *г* — регулируемый стабильный биполярный источник опорного напряжения; *д* — стабилизатор с широким диапазоном (от 1 до 35 В); *е* — прецизионный портативный источник для калибрации измерительных приборов (дрейф 10^{-6}/°С), *ж* — стабилизатор напряжения/тока.

Негодные схемы

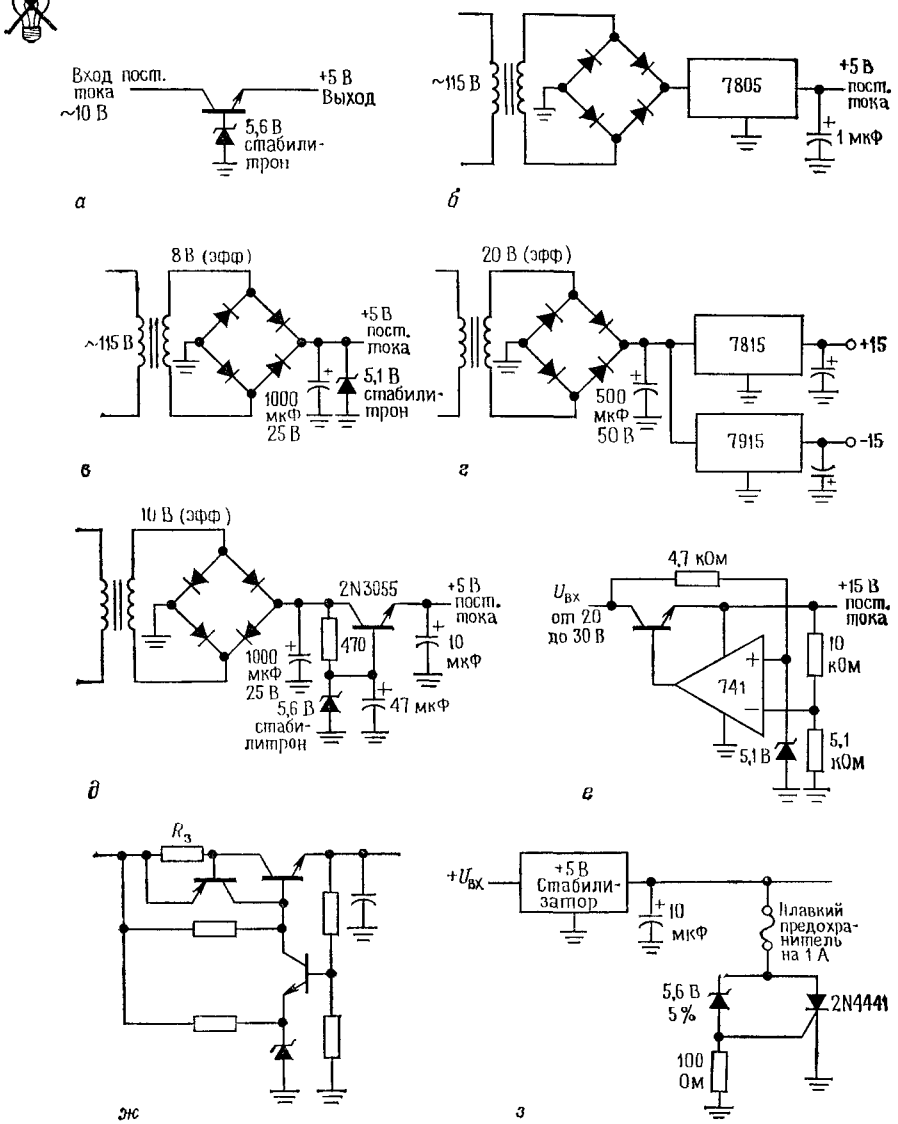


Рис. 5.51.

а — простой стабилизированный источник питания; *б* — источник питания +5В; *в* — источник питания +5В, *г* — источник питания ±15В; *д* — стабилизатор +15В; *е* — стабилизатор +15В; *ж* — стабилизатор с ограничителем на противотоке; *з* — схема защиты на КУВ.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

5.26. Негодные схемы

На рис. 5.51 представлен ряд схем, которые никогда не будут работать. Если вы внимательно рассмотрите эти схемы, то в дальнейшем сможете избежать подобных ловушек.

ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ УПРАЖНЕНИЯ

(1). Спроектируйте источник стабилизированного питания с напряжением точно +10 В и током до 10 мА на основе схемы 723. У вас есть трансформатор на 15 В (среднеквадратичное значение), на 100 мА, сколько угодно диодов, различных конденсаторов, резисторов, схема 723 и подстроечный потенциометр на 1кОм. Выберите резисторы таким образом, чтобы при их стандартных значениях 5% диапазона потенциометра хватило бы для компенсации производственного разброса источника опорного напряжения от 5,8 до 7,5 В.
(2). Спроектируйте стабилизатор напряжения на +5 В при 50 мА в предположении, что нестабилизированное входное напряжение равно +10 В, используя следующие детали: а) стабилитрон и эмиттерный повторитель, б) трехвыводный стабилизатор 7805, в) стабилизатор 723; г) стабилизатор 723 и внешний проходной *npn*-транзистор; используйте схему ограничения тока с обратным наклоном характеристики, настроенную на ток 100 мА (граничное значение тока при полном выходном напряжении) и ток короткого замыкания 25 мА, д) трехвыводный регулируемый стабилизатор положительного напряжения 317; е) отдельные элементы, стабилитронный источник опорного напряжения и обратную связь. Уверьтесь в правильном подборе параметров элементов; обеспечьте ограничение тока на уровне 100 мА в пп. «а», «в», и «е».
(3). Спроектируйте полностью источник питания +5 В, 500 мА для питания цифровых логических схем. Начните танцевать от печки (т. е. от стенной штепсельной розетки переменного тока 115 В или 220 В), оговаривая напряжение и расчетный ток трансформатора, емкость конденсатора и т. д. Для облегчения работы возьмите трехвыводный стабилизатор 7805. Не увеличивайте емкость сверх необходимости, но застрахуйтесь при проектировании на случай разброса всех параметров 10% (напряжение питания, допуски параметров трансформатора и конденсатора и т. п.). Когда закончите расчет, оцените потери в стабилизаторе для наихудшего случая. Потом модифицируйте эту схему с помощью внешнего проходного транзистора для получения тока 2 А. Встройте схему ограничения тока на уровне 3 А.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Глава 6

ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Полевые транзисторы (ПТ) — это транзисторы, свойства которых совершенно отличаются от свойств обычных транзисторов, называемых также биполярными, чтобы подчеркнуть их отличие от ПТ. Как следует из названия, в ПТ управление током осуществляется электрическим полем, создаваемым приложенным напряжением, а не с помощью тока базы. Поэтому в управляющем электроде (затвор) практически нет тока, за исключением токов утечки. Получаемое, как следствие этого, высокое входное полное сопротивление (оно может быть больше 10^{14} Ом) существенно во многих применениях и в любом случае упрощает проектирование схем. В качестве аналоговых переключателей и усилителей со сверхвысоким входным полным сопротивлением ПТ не имеют себе равных. Полевые транзисторы целесообразно использовать в качестве резисторов, управляемых напряжением (нелинейных резисторов), и источников тока. Так как на малой площади в ИМС может быть размещено большое число ПТ, то они особенно полезны для создания больших интегральных схем (БИС), применяемых в цифровой технике, таких, как микрокалькуляторы, микропроцессоры и устройства памяти. Плюс к тому недавнее появление сильноточных ПТ (10 А или более) означает, что ПТ могут заменить биполярные транзисторы во многих применениях, часто приводя к упрощению схем и улучшению их параметров. Однако, прежде чем вводить ПТ вместо биполярных транзисторов для улучшения режима работы схемы, надо очень тщательно проверить, что это улучшение вы действительно получите. Использование полевых транзисторов связано с рядом тонких вопросов, которые мы сейчас и рассмотрим достаточно полно и тщательно.

ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Существуют два основных вида ПТ, каждый из которых может иметь две полярности (*n*-канальные, подобно *npn*, и *p*-канальные, подобно *pnp*), а именно полевые транзисторы с p — n-переходом и полевые транзисторы с изолированным затвором, или полевые МОП-транзисторы.

6.01. Полевые транзисторы с p—n-переходом

Полевой транзистор с p — n-переходом представляет собой проводящий брусок полупроводника, концы которого обозначены так: (С) — сток, (И) — исток, а вдоль него напылен затвор (З). Приложенное к затвору напряжение управляет проводимостью бруска, или «канала». Символическое изображение полевого транзистора с p — n-переходом дано на рис. 6.1. Как показано на рисунке, сток, исток и затвор являются аналогами коллектора, эмиттера и базы. Полевой n-канальный транзистор обычно работает в таких условиях, при которых сток имеет положительный потенциал относительно истока. Тем не менее в отличие от ситуации с n — p — n-транзистором при заземленном затворе ток будет течь от стока к истоку, и на затвор должно быть подано обратное смещение в несколько вольт для отсечки тока стока. Полевой транзистор с p — n-переходом никогда не работает с положительным смещением на затворе, поэтому в цепи затвора нет никакого тока, кроме тока утечки. На символическом изображении ПТ сток и исток, к несчастью, не различаются. Полевые транзисторы почти симметричны, но обычно в процессе производства стараются получить емкость между стоком и затвором меньше, чем емкость между истоком и затвором, вследствие чего использовать сток в качестве выходного электрода предпочтительнее. Иногда на схемах пишут И и С или используют другое обозначение, у которого стрелка, обозначающая затвор, рисуется напротив истока; в других случаях расположение концов можно уяснить из смысла схемы. Такая же неоднозначность существует и для МОП-транзисторов.

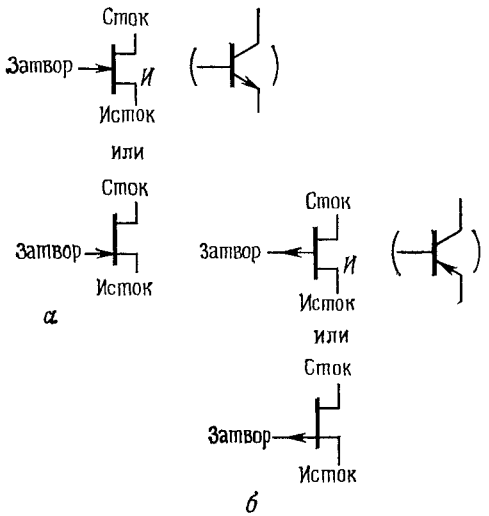


Рис. 6.1.
а — n-канальный и *б* — p-канальный транзистор с p—n-переходом.

6.02. МОП-транзисторы

В полевом транзисторе с p — n-переходом затвор образует с каналом сток — исток диодное соединение. Это накладывает ограничения на рабочие характеристики, поскольку существует ток утечки (имеющий значения порядка наноампера при обычных температурах и существенно растущий при высоком напряжении стока), а при положительном смещении затвора относительно истока или стока наблюдается обычная диодная проводимость с резким падением входного сопротивления. У полевых транзисторов с изолированным затвором, называемых иногда МОП-транзисторами (металл — окисел — полупроводник), затвор изолирован от проводящего канала слоем SiO_2 (стекла), наращенного на канал. Затвор действительно изолирован от цепи истока — стока (входное сопротивление $\sim 10^{14}$ Ом) и действует на ток исток — сток только своим электрическим полем.

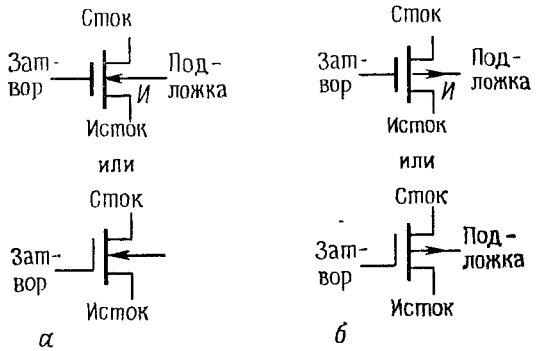


Рис. 6.2.
а — n-канальный и *б* — p-канальный МОП-транзисторы.

Символическое изображение МОП-транзистора показано на рис. 6.2. Новым для нас термином является «подложка». Так как подложка образует с каналом диодное соединение, то напряжение на ней должно быть ниже напряжения проводимости. Она может быть соединена с истоком или с точкой схемы, в которой напряжение ниже (выше), чем у истока n-канального (p-канального) МОП-транзистора [1].

У МОП-транзистора затвор может иметь любую полярность относительно истока; при этом тока затвора не будет, поскольку затвор гальванически не связан с цепью исток — сток. Это часто упрощает проектирование схем, а также позволяет конструировать две разновидности МОП-транзисторов — обедненного и обогащенного типа. МОП-транзистор обедненного типа может проводить ток при любом знаке напряжения затвора относительно истока и запирается, если затвор смещен в нужном направлении на несколько вольт, в точности так же, как ПТ с p — n-переходом. МОП-транзистор обогащенного типа заперт при обратном или нулевом смещении затвора и проводит ток только при прямом смещении затвора.

График зависимости тока стока от напряжения между истоком и затвором при постоянном значении напряжения стока помогает уяс-

[1] Достаточно, если подложка соединена с истоком, как это часто и делают.— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

нить разницу между этими типами МОП-транзисторов (рис. 6.3). МОП-транзистор обогащенного типа не дает тока, пока напряжение затвора не станет положительным (n-канальные ПТ) по отношению к истоку, в то время как МОП-транзистор обедненного типа дает большой ток при одинаковом напряжении затвора и истока. В некотором смысле такое разбиение на две категории является искусственным, поскольку два графика на рис. 6.3 отличаются только на сдвиг по оси $U_{зи}$. Вполне возможно было бы производство «промежуточных» МОП-транзисторов. Тем не менее промышленно выпускаемые МОП-транзисторы маркируются как обогащенные или обедненные, и эта разница становится существенной, когда дело доходит до проектирования схем.

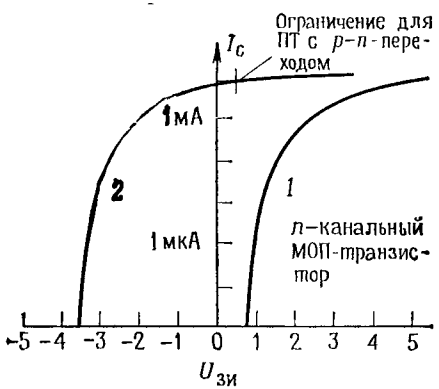


Рис. 6.3. Обогащенные (1) и обедненные (2) ПТ отличаются только сдвигом напряжения затвор — исток (лог. масштаб).

Заметим, что ПТ с p — n-переходом всегда является прибором обедненного типа и смещение затвора относительно истока не должно быть больше приблизительно +0,5 В (для n-канала), иначе появится проводимость в диодном переходе затвор — канал [1].

6.03. Общая классификация ПТ

Генеалогическое дерево (рис. 6.4) и карта входных/выходных напряжений (рис. 6.5) помогают разобраться в ситуации. Различные приборы (включая «цветочки» — биполярные n — p — n- и p — n —p-транзисторы) нарисованы в квадрантах, характеризующих их входное и выходное напряжение в активной области при заземленном истоке (или эмиттере). Как можно заметить, существуют пять типов обычно применяемых ПТ. Однако помнить свойства каждого из них не обязательно, поскольку они в основном одинаковы.

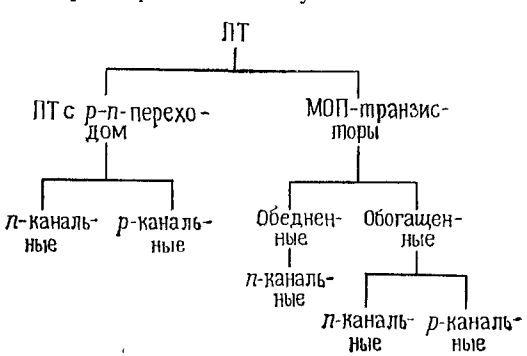


Рис. 6.4.

[1] Если ток затвора при этом не ограничить на очень малом уровне, то транзистор выйдет из строя.— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Во-первых, при заземленном истоке ПТ включается (переходит в проводящее состояние) смещением напряжения затвора в сторону напряжения питания стока относительно напряжения отсечки. Это верно для всех пяти типов. Например, для n-канального обедненного МОП-транзистора требуется положительное напряжение питания стока, как и для всех n-канальных приборов. Таким образом, этот ПТ включается положительным смещением затвора. Здесь есть тонкость, состоящая в том, что у приборов обедненного типа для получения нулевого тока стока затвор должен иметь обратное смещение (напряжение отсечки или пороговое), в то время как у приборов обогащенного типа достаточно для этой цели нулевого напряжения на затворе.

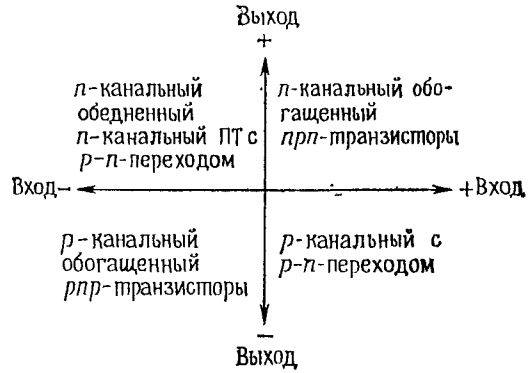


Рис. 6.5.

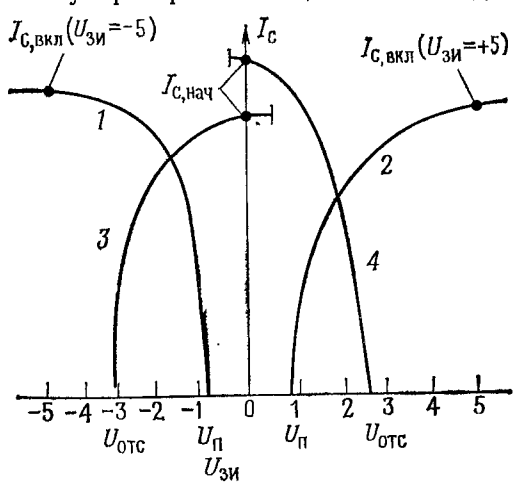


Рис. 6.6. Характеристики ПТ обогащенного и обедненного типа обеих полярностей (лог. масштаб).

1 — обогащенный p-канальный МОП-транзистор; *2* — обогащенный n-канальный МОП-транзистор; *3* — n-канальный ПТ с p—n-переходом; *4* — p-канальный ПТ с p—n-переходом.

Во-вторых, в связи с примерной симметрией истока и стока любой из этих выводов может работать в качестве истока. При изучении работы ПТ, а также при расчетах за исток принимается вывод, наиболее «удаленный» по напряжению от активного питания стока. Например, допустим, что ПТ используется для замыкания на землю некоторой линии, в которой присутствуют как положительные, так и отрицательные сигналы. Обычно такая линия подключается к стоку ПТ. Если в качестве ключа взят n-канальный МОП-транзистор обогащенного типа и если случится, что в выключенном состоянии напряжение на стоковом выводе будет отрицательным, то для подсчета отпирающего и запирающего напряжения затвора этот вывод надо считать в действительности «истоком». Как будет показано в разд. 6.12, это означает,

что для обеспечения запирания отрицательное напряжение на затворе должно быть больше не только уровня «земли», но и наибольшего отрицательного сигнала.

Характеристики, приведенные на рис. 6.6, помогут вам разобраться в этих запутанных вопросах. Еще раз отметим, что разница между обогащенными и обедненными приборами выражается только в сдвиге вдоль оси $U_{ЗИ}$ — имеется ли большой ток стока или совсем никакого при одном и том же напряжении затвора и стока. Полевые n-канальные и p-канальные транзисторы симметричны друг другу в том же смысле, в каком npn- и pnp-биполярные транзисторы, хотя далее будут указаны некоторые тонкие различия.

Имея дело с ПТ, легко запутаться в полярностях. Например, n-канальное устройство, у которого сток положителен обычно по отношению к истоку, может иметь положительное или отрицательное напряжение на затворе, а также положительное (обогащенный тип) или отрицательное (обедненный тип) пороговое напряжение. Часто бывает и такой случай, когда сток отрицателен по отношению к истоку (конечно, все эти утверждения справедливы с заменой знаков для p-канальных устройств). В дальнейшем мы всегда будем иметь в виду n-канальные устройства, если не оговорено противное.

6.04. Выходные характеристики ПТ

Полевой транзистор является очень хорошим прибором с точки зрения выходной проводимости — при постоянном напряжении между затвором и истоком ток стока почти не зависит от напряжения (за исключением области малых значений напряжения между истоком и стоком). На рис. 6.7 показаны типичные зависимости I_C от $U_{СИ}$ для ряда значений $U_{ЗИ}$. Для приборов обедненного типа (все ПТ с p — n-переходом и МОП-транзисторы обедненного типа) значение тока стока при затворе, закороченном на исток, указывается в таблице данных под названием $I_{C\ нач}$ и имеет значение, близкое к максимально возможному току стока. Для МОП-транзисторов обогащенного типа эквивалентным параметром является $I_{C\ вкл}$, взятый при некотором отпирающем смещении затвора. ($I_{C\ нач}$ будет нулем для любого устройства обогащенного типа.) Для устройств обедненного типа (все ПТ с p — n-переходом и МОП-транзисторы обедненного типа) напряжение между затвором и истоком, при котором ток стока равен нулю, называется «напряжением отсечки затвор — исток» $U_{ЗИ\ отс}$ и имеет обычно область значений от —3 до —10 В (разумеется, положительное для p-канальных устройств). По отношению к ПТ с p — n-переходом широко применяется термин «отпирающее напряжение», но это вносит путаницу, поскольку тот же термин в применении к МОП-транзисторам означает нечто совершенно другое. Для МОП-транзисторов обогащенного типа «пороговое напряжение» $U_П$ (или $U_{ЗИ\ пор}$) есть напряжение между затвором и истоком, при котором начинает протекать ток стока. Обычное значение $U_П$ лежит в пределах от 0,5 до 5 В, разумеется в «прямом» направлении [1]. Не путайте случайно термины, относящиеся к ПТ и к биполярным транзисторам — часто похожие термины означают совершенно разные вещи.

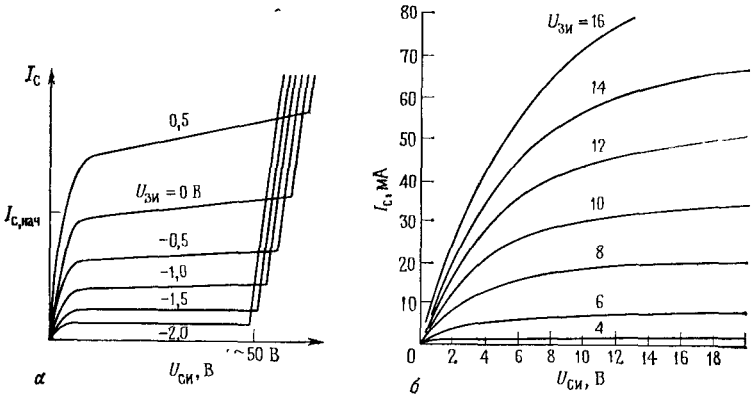


Рис. 6.7. Выходные характеристики: *а*—n-канальный ПТ с p—n-переходом; *б* — n-канальный МОП-транзистор обогащенного типа.

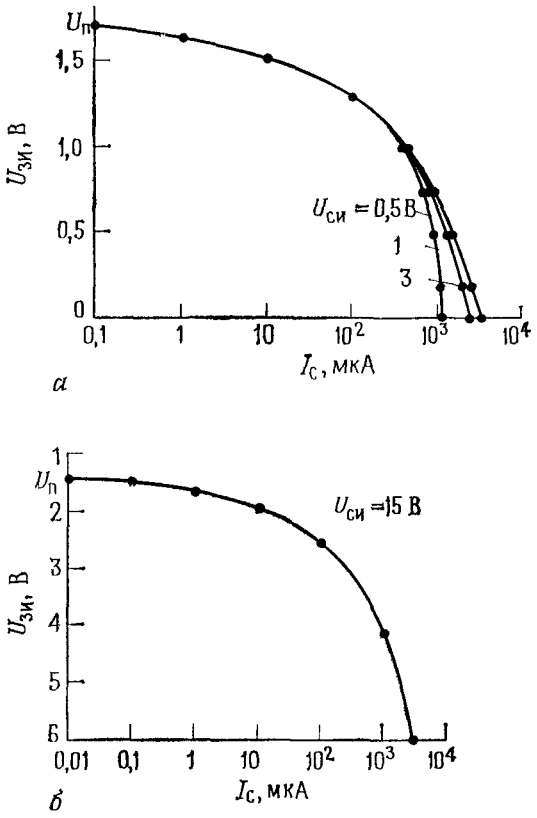


Рис. 6.8. Зависимость тока стока от напряжения затвор — исток ($U_{ЗИ}$), построенная в широком диапазоне значений I_C.

а — экспериментально снятые характеристики n-канального ПТ с p-n-переходом 2N5033; *б* — n-канальный МОП-транзистор обогащенного типа.

На рис. 6.8 показаны выходные характеристики ПТ вплоть до очень малых значений тока (в логарифмическом масштабе). Как

[1] Во избежание путаницы и для упрощения индексации в дальнейшем $U_{ЗИ\ отс}$ и $U_П$ одинаково обозначаются $U_П$, и из контекста каждый раз ясно, о чем идет речь.— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

видно из рисунка, ПТ можно использовать в качестве источника тока, просто приложив постоянное напряжение $U_{зи}$. На практике так часто и делают.

Напряжение отсечки и пороговое напряжение. Понятие порогового напряжения заслуживает дальнейших разъяснений. Из приведенных графиков видно, что ток стока не имеет резкого спада. Он просто продолжает убывать. Чтобы понять, что происходит, лучше всего

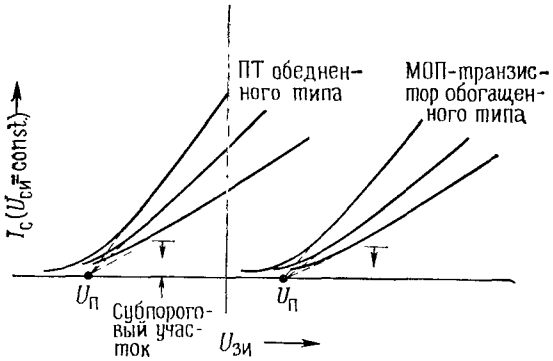


Рис. 6.9.

построить зависимость вида корень квадратный из I_C от $U_{зи}$ при фиксированном значении $U_{си}$ (рис. 6.9). Ток стока меняется точно по степенному закону с показателем $^1/_2$ на большей части своего диапазона, но эта зависимость нарушается при малых значениях тока стока. Пороговое напряжение (или напряжение отсечки для ПТ с p — n-переходом) — это значение напряжения, при котором экстраполированный прямолинейный участок характеристики пересечет ось $U_{зи}$. Говоря другими словами, пороговое напряжение $U_П$ указывается так, чтобы ток стока ПТ приблизительно определялся формулой

$$I_C = k(U_{зи} - U_П)^2$$

и чтобы большие отклонения имели место только в субпороговой области очень малых токов стока (обычно менее 100 мкА). В паспортных данных ПТ пороговое напряжение иногда указывается как напряжение затвор — исток, соответствующее току 10 мкА; так как пороговое напряжение имеет очень большой промышленный разброс, то несущественно, какое определение употреблять.

Снова заметим, что характеристики для устройств обогащенного и обедненного типов отличаются только сдвигом вдоль оси $U_{зи}$. Иначе говоря, существенна только разность $U_{зи}-U_П$, т. е. величина, на которую напряжение затвор — исток превосходит пороговое напряжение.

Эти кривые даны для нескольких значений k, которое пропорционально отношению ширины канала к его длине и «фактору проводимости», определяющемуся технологией изготовления. Эти переменные (k и $U_П$) являются основными параметрами полевого транзистора. После того как они установлены, зависимость I_C от $U_{зи}$ полностью определена. В некотором смысле они эквивалентны параметру $I_{нас}$ в формуле Эберса — Молла.

Зависимость I_C от $U_{зи}$. После того как мы определили указанным образом пороговое напряжение (или напряжение отсечки для ПТ с p — n-переходом, или напряжение запирания затвор — исток), величину I_C можно связать простой зависимостью с $U_{зи}$ или более точно — с $U_{зи}-U_П$. Эту ситуацию схематически поясняет рис. 6.10. Ток стока растет линейно вместе с напряжением $U_{си}$ до значения $U_{си\,нас}$, при котором ток выходит на постоянный уровень (ПТ становится источником тока). Крутизна наклона линейного участка $I_C/U_{си}$ пропорциональна разности $U_{зи}-U_П$. Далее, напряжение стока, при котором кривая «выходит на насыщение», равно $U_{зи}-U_П$, и ток насыщения стока становится пропорционален величине $(U_{зи}-U_П)^2$, как указывает последняя формула. Резюмируя, получаем

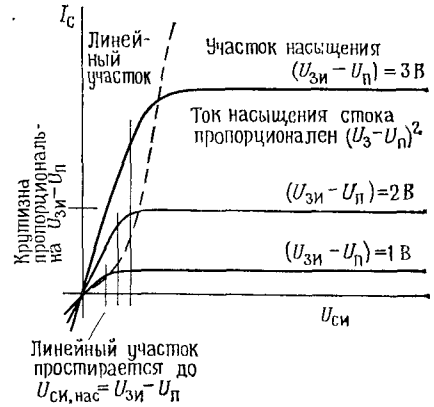


Рис. 6.10.

$$I_C = 2k[(U_{зи} - U_П)U_{си} - 0{,}5U_{си}^2] \quad \text{(линейный участок)},$$
$$I_C = k(U_{зи} - U_П)^2 \quad \text{(участок насыщения)}.$$

В этих формулах предполагается, что подложка соединена с истоком. Постоянная k пропорциональна отношению длины канала к его ширине и некоторым другим параметрам (емкость слоя окисла, подвижность носителей). Важно, что у нее отрицательный температурный коэффициент:

$$k \sim T^{-3/2}.$$

Этот эффект сам по себе приводил бы к уменьшению I_C с увеличением температуры. Однако он компенсируется тем, что $U_П$ также зависит от температуры с коэффициентом порядка 2—5 мВ/°С, причем так, что разность $U_{зи}-U_П$ растет с ростом температуры; эта последняя зависимость, отдельно взятая, привела бы к возрастанию I_C с ростом температуры. В результате кривая зависимости тока стока от температуры получается такая, какая показана на рис. 6.11.

При больших токах стока убывание коэффициента k с ростом температуры влечет уменьшение тока стока — настоящее тепловое бегство! Как следствие этого, ПТ какого-нибудь одного типа могут

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

быть соединены параллельно без внешних токовыравнивающих резисторов. При малых токах стока (когда доминирует температурная зависимость $U_П$) I_C растет с ростом температуры и точка перехода от возрастания к убыванию находится при некотором промежуточном значении тока стока. Этот эффект используется в операционных усилителях, построенных на двух ПТ, как мы увидим в разд. 6.19.

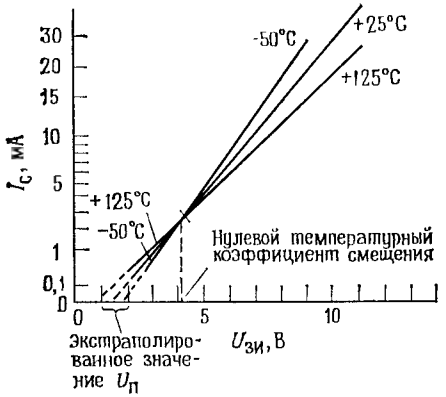


Рис. 6.11. Зависимости $I_C(U_{ЗИ})$ n-канального МОП-транзистора 2N4351.

Не допускайте случайной путаницы между областью насыщения тока стока и насыщением биполярного транзистора: они полностью противоположны, так как насыщение биполярного транзистора есть состояние с малым $U_{КЭ}$. А область насыщения ПТ — это область больших $U_{СИ}$, в которой ПТ дает весь ток стока, который только может, при данном напряжении затвора $U_{ЗИ}$.

Предыдущая формула для I_C на линейном участке содержит нелинейный член $U_{СИ}^2$. Этот член играет не очень большую роль, если напряжение затвора существенно больше порогового. В разд. 6.10 мы опишем изящный способ компенсировать эту нелинейность при использовании ПТ в качестве регулятора усиления с переменным сопротивлением.

Для ПТ обедненного типа предыдущую формулу можно записать, используя параметр $I_{G\,нас}$ — ток стока при $U_{ЗИ}=0$. В частности

$$I_C = I_{C\,нас}(U_{ЗИ}-U_П)^2/U_П^2 = I_{C\,нас}(1-U_{ЗИ}/U_П)^2.$$

Для МОП-транзистора обогащенного типа не существует такого же удобного параметра. Часто дается значение величины $I_{C\,вкл}$, т. е. ток насыщения стока при некотором разумном большом значении $U_{ЗИ}$. Отсюда можно получить выражение для I_C через $U_{ЗИ}$, заметив, что

$$k = I_{C\,вкл}/(U_{ЗИ\,вкл}-U_П)^2.$$

Мы вскоре используем эти формулы для получения выражения для g_m через ток стока. [1]

Упражнение 6.1. Закончите предыдущие выкладки, получив выражения для зависимостей I_C от $U_{ЗИ}$ и $U_{СИ}$ как на линейном участке, так и в области насыщения для ПТ обогащенного и обедненного типов. В формулах должны быть использованы $I_{C\,вкл}$ и $U_{ЗИ\,вкл}$ (обогащенный тип) и $I_{C\,нач}$ (обедненный тип).

Влияние напряжения подложки МОП-транзистора. Подложка МОП-транзистора или связана внутри с истоком, или выводится

[1] g_m — крутизна ПТ (см. ниже),— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

наружу отдельным выводом. Если есть вывод подложки, его обычно соединяют с истоком, но из соображений, учитывающих утечку, входную емкость, полярность сигнала, может оказаться желательным подать на этот вывод какое-нибудь другое напряжение, как мы увидим ниже. Подача на подложку другого напряжения $U_{П}$ и приводит к сдвигу порогового напряжения на величину $\Delta U_П \cong \cong 0{,}5\,U_{П}$ в направлении, приводящем к уменьшению тока стока при данном напряжении затвора $U_{ЗИ}$[1].

6.05. Производственный разброс характеристик ПТ

Перед тем как рассматривать какие-нибудь схемы, оценим сначала диапазон параметров ПТ (таких, как $I_{C\,нач}$), а также их разброс от прибора к прибору с целью получения более полного представления о ПТ. Под «разбросом» мы понимаем производственные отличия между приборами одного типа. К сожалению, многие характеристики ПТ имеют разброс немного больше, чем соответствующие характеристики биполярных транзисторов,— факт, который проектировщик должен помнить.

Характеристики	Диапазон номинальных значений	Разброс
$I_{C\,вкл}$, $I_{C\,нач}$	от 1 мА до 1 А	×5
$R_{вкл}$	1 Ом — 10 кОм	×5
g_m при 1 мА	500—3000 мксим	×5
$U_П$ ($p-n$-ПТ)	0,5—10 В	5 В
$U_П$ (МОП)	0,5—5 В	2 В
$U_{СИ\,пр}$	6—50 В	
$U_{ЗИ\,пр}$	6—50 В	

В этой таблице $R_{вкл}$ — сопротивление сток — исток для полностью открытого ПТ при малых напряжениях сток — исток, т. е. в случае ПТ с p—n-переходом и МОП-транзистора обедненного типа при заземленном затворе или транзистора обогащенного типа при большом отпирающем напряжении затвор — исток (10 В). $U_П$ есть напряжение отсечки ПТ с p—n-переходом или пороговое напряжение затвора МОП-транзистора обогащенного типа, а $U_{СИ\,пр}$ и $U_{ЗИ\,пр}$ — соответствующие напряжения пробоя. Как можно видеть, ПТ с заземленным истоком может быть хорошим источником тока, но нельзя точно предсказать, каким будет этот ток. Напряжение $U_{ЗИ}$ при заданном значении тока стока (подобное $U_{БЭ}$ для биполярного транзистора) может заметно варьировать. По этой причине трудно изготовить пару ПТ с малым напряжением сдвига, и операционные усилители, собранные на ПТ, могут иметь большое входное напряжение сдвига (10—25 мВ — обычное значение). Характеристики полевых транзисторов даны в табл. 6.1, 6.2.

Согласование характеристик. Как вы можете видеть, ПТ уступают биполярным транзисторам в предсказуемости $U_{ЗИ}$, т. е. значения

[1] Подложка действует как дополнительный затвор p — n-типа. — *Прим. ред.*

Таблица 6.1

Полевые транзисторы с $p-n$-переходом

Тип	$U_{ЗИ\ пр}$, В	$I_{С\ нач}$, мА		$U_П(U_{отс})$, В		$C_{ЗИ}$, пФ	$C_{ЗС}$, пФ	Примечания
		мин	макс.	мин.	макс.	макс.	макс.	
n-Канальные								
2N4117A—	40	0,03	0,09	0,6	1,8	3	1,5	Малая утечка: 1 пА (макс.)
2N4119A	40	0,24	0,6	2	6	4	1,5	
2N4416	30	5	15	2,5	6	4	0,8	Малый СВЧ-шум: 2 дБ (макс.) при 100 МГц
2N4867A—	40	0,4	1,2	0,7	2	25	5	Низкочастотный, малый шум: 10 нВ/Гц$^{1/2}$ (макс.) при 10 Гц
2N4869A	40	2,5	7,5	1,8	5	25	5	
2N5265—	60	0,5	1	—	3	7	2	6 типов в серии, строгая спецификация по $I_{С\ нач}$; комплементарные к *p*-канальным 2N5358-64
2N5270	60	7	14	—	8	7	2	
2N5432	25	150	—	4	10	30	15	Ключ: $R_{вкл}=5$ Ом (макс.)
2N5457—	25	1	5	0,5	6	7	3	Общего назначения; комплементарные к *p*-канальным 2N5460-62
2N5459	25	4	16	2	8	7	3	
2N5484	25	1	5	0,3	3	5	1	Малый шум на ВЧ; недорогой
2N5486	25	8	20	2	6	5	1	
p-Канальные								
2N5114	30	30	90	5	10	25	7	Ключ: $R_{вкл}=75$ Ом (макс.)
2N5358—	40	0,5	1	0,5	3	6	2	7 видов в серии, строгая спецификация по $I_{С\ нач}$; комплементарные к *n*-канальным 2N5265-70
2N5364	40	9	18	2,5	8	6	2	
2N5460—	40	1	5	0,75	6	7	2	Общего назначения; комплементарные к *n*-канальным 2N5457-59
2N5462	40	4	16	1,8	9	7	2	

$U_{ЗИ}$ имеют большой разброс при данном $I_С$. Приборы, обладающие большим разбросом, будут, вообще говоря, давать больший сдвиг, если их применять в качестве дифференциальных пар. Например, типичный серийный биполярный транзистор дает разброс $U_{БЭ}$ в 25 мВ при некотором заданном токе коллектора без всякого отбора транзисторов (берем подряд любой прибор, имеющийся под рукой). Соответствующая цифра для МОП-транзисторов обогащенного типа — более 1 В! Но поскольку ПТ обладают весьма желательными характеристиками, имеет смысл затратить некоторые дополнительные усилия для

Таблица 6.2

МОП-транзисторы

Тип Сбогащенные	Защита затвора	$R_{вкл}$, Ом	$U_{ЗИ}$, В	$U_П$, В		$I_{С\ вкл}$, мА $U_{СИ}=10$ В мин.	$C_{ЗС}$, пФ макс.	$U_{СИ\ пр}$, В	$U_{ЗИ\ пр}$, В	$I_{З\ ут}$, нА	Примечания
				мин.	макс.						
n-Канальные											
SD210	—	45	10	0,5	2	—	0,5	30	40	0,1	Малое $R_{вкл}$
SD211	V	45	10	0,5	2	—	0,5	30	15	10	Малое $R_{вкл}$
MEM563C	—	150	10	0,5	4	15	0,8	20	30	0,01	
MEM571C	V	—	—	0,3	4	—	0,5	20	6	10	СВЧ-усилитель
MEM711	V	100	10	0,5	1,5	10	0,5	25	30	1	Популярный
MEM712A	V	50	10	0,5	2	10	0,8	30	30	1	Малое $R_{вкл}$
2N4351	—	300	10	1,5	5	3	2,5	25	25	0,01	Популярный
p-Канальные											
3N163	—	250	20	2	5	5	0,7	40	40	0,01	
MEM517C	V	100	10	2,5	5	20	15	25	25	1	
MEM560	V	150	15	1,5	3	15	3,5	35	35	0,5	
MEM817	—	350	15	2,5	5,5	3	2,5	45	200	0,001	Высокое $U_{ЗИ\ пр}$, малое $I_{З\ ут}$
1T1700	—	400	10	2	5	2	1,2	40	40	0,01	
2N4065	—	1500	15	3	6	3	0,7	30	25	0,003	Старые, сейчас не используются
2N4352	—	600	10	1,5	6	2	2,5	25	35	0,01	Популярный
2N4353	V	300	20	3	5	30	4	30	30	1	»

уменьшения сдвига путем специального изготовления согласованных пар. Проектировщики ИС пользуются такими приемами, как согласование параметров (два прибора изготовляются совсем рядом на одной и той же общей полупроводниковой подложке), и выравниванием температурных градиентов в схеме между приборами (рис. 6.12).

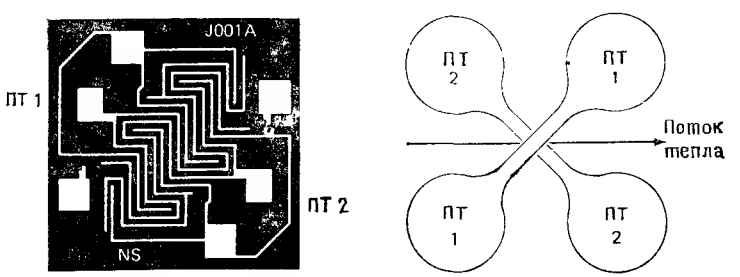


Рис. 6.12. Гребенчатая структура (слева); температурно-градиентная компенсация (справа).

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Получаемые результаты впечатляют. Хотя ПТ не могут сравняться с биполярными транзисторами в согласованности $U_{ЗИ}$, их параметры вполне пригодны для большинства применений. Например, наилучшим образом согласованная пара ПТ имеет сдвиг 0,5 мВ и температурный коэффициент 5 мкВ/°С (макс.), в то время как у лучшей биполярной пары эти значения будут 25 мкВ и 0,6 мкВ/°С (макс.), грубо говоря, в 10 раз лучше. Один из видов ОУ на ПТ со сдвигом $U_{сдв}$=3 мВ (типичное значение) стоит меньше доллара. Эти ОУ имеют входной ток смещения порядка пикоампер, и их быстродействие, вообще говоря, выше, чем у их аналогов на биполярных транзисторах. Характеристики сдвоенных n-канальных транзисторов даны в табл. 6.3.

Таблица 6.3

Согласованные пары ПТ с p — n-переходом

Тип	$U_{сдв}$, мВ	Дрейф $U_{сдв}$, мкВ/°С	$I_{З\,ут}$ при $U_{СИ}$=20 В, пА	КОСС, дБ	$U_{П}(U_{отс})$, В		$e_ш$, нВ/Гц$^{1/2}$ (10 Гц)	$C_{ЗС}$, пФ при $U_{СЗ}$=10 В	Примечания
	макс	макс	макс	мин	мин	макс	макс	макс	
U421	10	10	0,2	90	0,4	2	50	1,5	Siliconix
2N3954	5	5	100	—	1	3	150 [1]	1,2	Общего назначения, малый дрейф
2N3955	5	25	100	—	1	4,5	150 [1]	1,2	Популярный
2N3958	25	—	100	—	1	4,5	150 [1]	1,2	
2N5196	5	5	15	—	0,7	4	20 [2]	2	
2N5520	5	5	100	100	0,7	4	15	5	
2N5906	5	5	2	90 [3]	0,6	4,5	70 [1]	1,5	Малая утечка затвора
2N5911	10	20	100	—	1	5	20 [4]	1,2	Малый шум на низких частотах
2N6483	5	5	100	100	0,7	4	10	3,5	Малый шум на низких частотах
NDF9406	5	5	5	120	0,5	4	30	0,1	«Каскодный ПТ», National, малая $C_{ЗС}$, большой КОСС

[1]) При 100 Гц [2]) При 1 кГц [3]) Обычное [4]) При 10 кГц.

ОСНОВНЫЕ СХЕМЫ НА ПТ

6.06. Источник тока на ПТ с p—n-переходом

Простейший источник тока на ПТ показан на рис. 6.13. Из приведенной выше выходной характеристики видно, что при $U_{СИ}$ больше 2 В ток будет приблизительно постоянным. Но в силу разброса $I_{С\,нач}$ величина этого тока непредсказуема. Например, устройство 2N5484 (типичный n-канальный транзистор с p — n-переходом) имеет паспортную величину $I_{С\,нач}$ от 1 до 5 мА. И все же эта схема привлекает своей

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

простотой двухвыводного устройства, дающего постоянный ток. Существуют дешевые серийные «диодные стабилизаторы тока», представляющие собой всего лишь ПТ с p — n-переходом и затвором, соединенным с истоком, отобранные по току. Приведем характеристики таких схем CR022 — CR470, выпускаемых фирмой Siliconix (известные также как 1N5283 — 1N5313).

Номинальные токи стабилизации	от 0,22 до 4,7 мА
Допуск	10%
Температурный коэффициент	0,15%/°С
Рабочий диапазон	1—100 В при 5%-ной вариации тока
Динамическое (дифференциальное) сопротивление	0,8 МОм (худш.), 4 МОм (тип.)

Источник тока с автоматическим смещением. Можно построить регулируемый источник тока, установив в цепь истока резистор автоматического смещения, как показано на рис. 6.14. Значение R выбирается по выходным характеристикам или по характеристике тока стока в зависимости от $U_{ЗИ}$. Такой резистор дает возможность как устанавливать ток, так и предсказывать его значение. Кроме того, эта схема является лучшим источником тока (большее выходное сопротивление) в силу того, что: а) истоковый резистор обеспечивает увеличение выходного полного сопротивления за счет обратной связи и б) сам ПТ имеет большее дифференциальное сопротивление при смещении затвора, как видно из сопоставления горизонтальности характеристик $I_С$ в зависимости от $U_{СИ}$ при малых токах (рис. 6.7) или из сходимости семейства кривых для отдельных $U_{СИ}$ на логарифмическом графике $I_С$ относительно $U_{ЗИ}$ (рис. 6.8). Однако, конечно, надо помнить, что значение $I_С$, полученное при каком-то значении $U_{ЗИ}$ для данного конкретного ПТ, может отличаться от взятого из характеристики на значительную величину, связанную с технологическим разбросом. Если надо получить строго заданный ток, то можно использовать в цепи истока регулируемый резистор. Необходимо также осознавать, что хороший источник тока на биполярных транзисторах или операционный усилитель имеет гораздо большую стабильность и предсказуемость. Источник тока на ПТ может отклониться на 5% от типичного значения температурного коэффициента или диапазона напряжения нагрузки, даже если подгонкой истокового резистора установить желаемый ток; в то же время любой ОУ/транзисторный источник тока даст без усилий со стороны разработчика предсказуемость и стабильность порядка 0,5%.

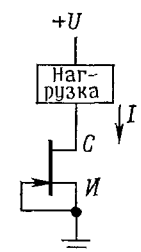


Рис. 6.13.

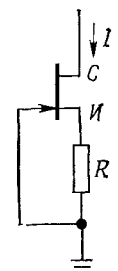


Рис. 6.14.

Упражнение 6.2. Подберите значение R для получения тока 100 мкА с помощью p-канального варианта схемы, изображенной на рис. 6.14, на основе 2N5033, имеющего логарифмическую характеристику тока стока в зависимости от $U_{ЗИ}$, показанную на рис. 6.8.

6.07. Усилители на ПТ

Истоковые повторители и ПТ с общим истоком — это аналоги эмиттерных повторителей и усилителей с общим эмиттером на биполярных транзисторах. Для ПТ обедненного типа достаточно применить описанную ранее схему автоматического смещения с добавлением резистора, соединяющего затвор с землей. У приборов обогащенного типа на затвор должно быть подано смещение от делителя, питаемого от источника напряжения стока, как для биполярного транзистора (рис. 6.15). Резистор смещения затвора может иметь очень большое сопротивление (порядка МОм), поскольку ток утечки затвора измеряется наноамперами.

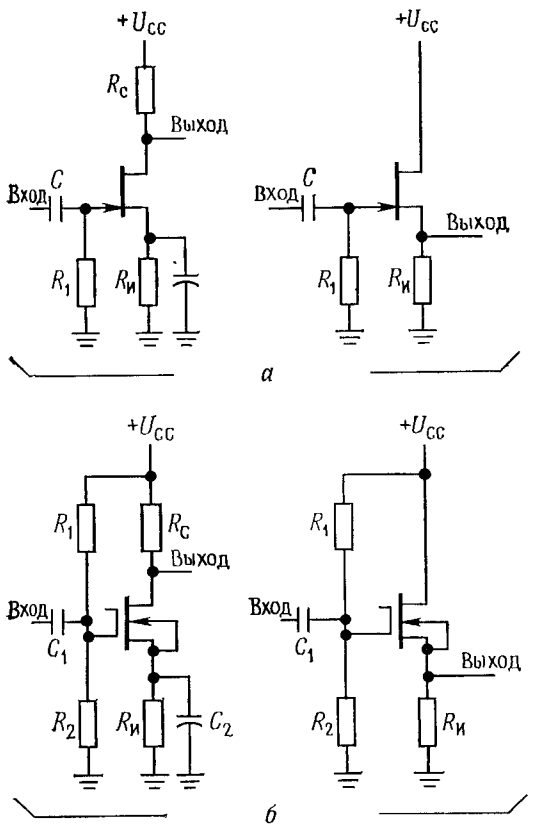


Рис. 6.15.
а — обедненный тип; *б* — обогащенный тип

Крутизна. Коэффициент усиления ПТ может быть оценен либо по характеристике, либо с помощью понятия крутизны:

$$g_m(I_C) = i_C/u_{ЗИ}.$$

Напомним, что строчными латинскими буквами обозначаются приращения величин, обозначаемых соответствующими прописными буквами. Из выражения для g_m получаем $K_U = u_C/u_{ЗИ} = -R_C i_C/u_{ЗИ} = -g_m R_C$. Как правило, крутизна ПТ равняется нескольким тысячам микросименс при токе стока в несколько миллиампер. Как будет видно из дальнейшего, крутизна зависит от тока стока, так что следует говорить о крутизне при заданном режиме работы. Поэтому существует определенная нелинейность, связанная с зависимостью коэффициента усиления от изменений тока стока на протяжении периода сигнала, подобно тому как это бывает в усилителе с заземленным эмиттером, где g_m пропорциональна току коллектора. Обычно зависимость g_m от $U_{ЗИ}$ известна. Если неизвестна, то можно воспользоваться приведенным ранее приближенным соотношением для тока стока в насыщении:

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

$I_C = k(U_{ЗИ} - U_П)^2$, чтобы из него найти $g_m = 2k(U_{ЗИ} - U_П) = 2(kI_C)^{1/2}$. Если известно g_m при заданном значении тока стока I_{C0}, то можно воспользоваться соотношением $g_m = g_{m0}(I_C/I_{C0})^{1/2}$, где g_{m0} — крутизна при заданном значении тока стока I_{C0}.

Упражнение 6.3. Выведите последнее соотношение.

В случае ПТ обедненного типа g_m всегда задается для $U_{ЗИ} = 0$ при $U_{СИ} > U_П$, т. е. для $I_{C\,нач}$. В этом случае для других значений тока g_m есть просто $g_m(I_C) = (I_C/I_{C\,нач})^{1/2} g_m(I_{C\,нач})$. Величина g_m может быть выражена и через напряжение затвора: $g_m(U_{ЗИ}) = [(U_{ЗИ} - U_П)/(U_{ЗИ\,0} - U_П)] g_m(U_{ЗИ\,0})$, при этом крутизна при произвольном напряжении затвора выражается через его значение при напряжении затвора $U_{ЗИ\,0}$.

Формула, выражающая зависимость тока насыщения стока от $U_{ЗИ}$, может также применяться для определения рабочей точки при автоматическом смещении истока в усилителе на ПТ обедненного типа, если известны $I_{C\,нач}$ и $U_П$. В упражнении 6.4 предложен для этого способ.

Упражнение 6.4. Используйте соотношение $U_И = I_C R_И$, чтобы показать, что для получения заданного тока стока I_C следует выбирать сопротивление резистора истока в источнике тока или усилителе по формуле $R_И = (U_П/I_C)[1 - (I_C/I_{C\,нач})^{1/2}]$.

Сравнение крутизны биполярных транзисторов и ПТ. Основной недостаток ПТ состоит в том, что их крутизна гораздо ниже, чем у биполярных транзисторов при тех же значениях тока (кроме, быть может, крайне малых токов). Например, усилитель, имеющий ток покоя 1 мА при напряжении питания +15 В, у которого сток имеет напряжение, равное половине напряжения питания (максимальный размах выходного сигнала), будет иметь коэффициент усиления по напряжению всего лишь —7,5 при обычном значении крутизны около 1000 мкСм (1 мА/В), в то время как биполярный транзистор будет иметь при тех же условиях крутизну порядка $1/r_э$, или 40 000 мкСм, давая коэффициент усиления по напряжению порядка —300.

Коэффициент усиления можно улучшить, если использовать источник тока в качестве нагрузки, но и в этом случае биполярный транзистор в той же самой схеме оказывается лучше. Поэтому редко приходится встречать ПТ, используемый в качестве простого усилителя, кроме тех случаев, когда используются их уникальные качества по входу (очень высокое входное полное сопротивление, малый входной ток и малая емкость обратной связи).

Упражнение 6.5. Покажите, что коэффициент усиления усилителя с общим истоком с автоматическим смещением и нешунтированным емкостью резистором в цепи истока дается формулой $K_U = R_C/(1/g_m + R_U)$.

Сравнение крутизны ПТ и биполярных транзисторов выявляет некоторые интересные закономерности, как видно из рис. 6.16. На субпороговом участке кривой тока стока у ПТ и биполярного тран-

зистора наблюдается линейное возрастание крутизны при возрастании тока стока (коллектора). Тем не менее у ПТ крутизна здесь несколько меньше (порядка $I_C/40$ мВ для p-канальных и $I_C/60$ мВ для n-канальных МОП-транзисторов), чем у биполярных транзисторов ($g_m=1/r_э=I_К/25$ мВ). По мере того как ток стока, возрастая, входит в область, где I_C пропорционально $U_{зи}^2$, крутизна ПТ начинает расти пропорционально корню квадратному из I_C, как это видно из предыдущих формул, и становится намного меньше крутизны биполярного транзистора при тех же значениях рабочего тока (растущей пропорционально коллекторному току). Увеличение постоянной k за счет увеличения отношения ширины канала к его длине увеличивает крутизну и ток стока при данном значении $U_{зи}$ в надпороговой области, но все равно крутизна остается меньше, чем у биполярного транзистора при том же токе [1].

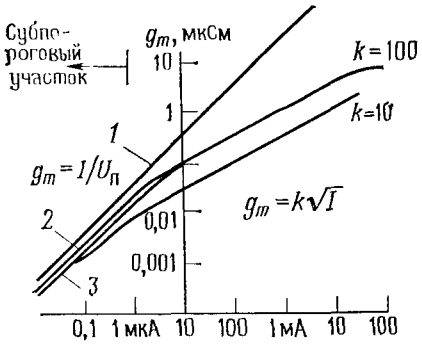


Рис. 6.16. Сравнение g_m биполярных и полевых транзисторов.
1 — биполярный транзистор; *2* — p-канальный МОП-транзистор; *3*—n-канальный МОП-транзистор.

Дифференциальные усилители. Можно использовать согласованные пары ПТ для построения входных каскадов с высоким полным входным сопротивлением компараторов, ОУ и других транзисторных усилителей. Как отмечалось выше, значительный разброс $U_{зи}$ у ПТ приведет, вообще говоря, к большим значениям входного напряжения сдвига и дрейфа, чем у аналогичного усилителя, построенного исключительно на биполярных транзисторах; зато входное полное сопротивление колоссально возрастет. В разд. 6.09 мы обсудим подобные схемы наряду с повторителями на согласованных ПТ.

Генераторы. По своим характеристикам ПТ могут использоваться вместо биполярных транзисторов в любой схеме, которая выигрывает благодаря их уникально высокому входному сопротивлению и малому входному току смещения. Примерами таких схем являются высокостабильные LC-генераторы и кварцевые генераторы, описанные в разд. 4.15, 4.16, а также 13.11.

Активная нагрузка. Так же как и для транзисторных усилителей, можно в схемах на ПТ заменить резистор нагрузки стока активной нагрузкой, т. е. источником тока. При этом можно получить очень большой коэффициент усиления по напряжению:

$$K_U=-g_mR_C \quad \text{(резистор нагрузки стока)},$$
$$K_U=-g_mR_0 \quad \text{(источник тока)},$$

[1] При относительном увеличении ширины канала ПТ существенно ухудшаются другие характеристики, в частности полное входное сопротивление.— *Прим. ред.*

где R_0 — полное сопротивление в цепи стока, обычно лежащее в диапазоне значений от 100 кОм до 1 МОм.

Одним из вариантов активной нагрузки является токовое зеркало, включенное в качестве нагрузки стока в дифференциальном каскаде на ПТ, как это часто делается и в каскадах на биполярных транзисторах или в операционных усилителях (см., например, рис. 3.27). Другой интересный пример активной нагрузки мы встретим в разд. 6.16 при обсуждении линейных усилителей на КМОП (комплементарных МОП-транзисторах).

6.08. Истоковые повторители

Полевые транзисторы часто применяются в качестве истоковых повторителей. Это хороший способ получить высокое полное входное сопротивление, поэтому повторитель на ПТ обычно применяется как входной каскад в осциллографах и других измерительных приборах. Во многих случаях высокое полное сопротивление бывает неотъемлемой особенностью источника сигнала, как, например, у конденсаторных микрофонов, pH-метров, микроэлектродов для измерения мышечных и нервных биопотенциалов; во всех этих случаях полезен входной каскад на ПТ. В схемотехнике встречаются ситуации, в которых и последующий каскад должен иметь малый входной ток или вообще его не иметь. Примеры тому — схемы «слежения и хранения» и пиковые детекторы, в которых конденсатор, запоминающий уровень напряжения, «сбросится», если последующий усилитель проводит слишком большой ток. Здесь в отличие от ситуаций, рассмотренных в предыдущем разделе, где биполярные транзисторы в качестве усилителей с общим эмиттером давали лучшие характеристики, истоковый повторитель оказывается весьма выгодной заменой эмиттерного повторителя на биполярных транзисторах. На рис. 6.17 показан простейший истоковый повторитель. Как и раньше, амплитуду входного сигнала мы можем выразить через крутизну. Имеем: $u_И=R_Нi_C$. Так как ток $i_З$ пренебрежимо мал, а $i_C=g_mu_{зи}=g_m(u_З-u_И)$, то $u_И=[R_Нg_m/(1+R_Нg_m)]u_З$. При $R_Н\gg 1/g_m$ мы имеем хороший повторитель ($u_И\approx u_З$) с коэффициентом усиления, близким к единице, хотя всегда меньшим единицы.

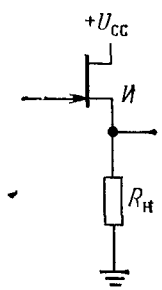


Рис. 6.17.

Выходное сопротивление. Предыдущую формулу для $u_И/u_З$ можно было бы получить, считая, что выходное сопротивление повторителя на ПТ равняется $1/g_m$ (попробуйте сделать этот подсчет, считая, что истоковое напряжение $u_З$ питает делитель, состоящий из $1/g_m$ и $R_Н$). Это полностью совпадает с ситуацией для эмиттерного повторителя, у которого выходное полное сопротивление равно $r_э=25/I_К$ или $1/g_m$. Легко показать, что истоковый повторитель имеет выходное полное сопротивление $1/g_m$. Для этого достаточно вычислить ток истока для сигнала на выходе при заземленном затворе (режим короткого замы-

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

кания — рис. 6.18). Ток стока в этом случае равен $i_C = g_m u_{ЗИ} = g_m u$, поэтому $r_{вых} = u/i_C = 1/g_m$.[1] Обычно $r_{вых}$ составляет несколько сот ом при токах в несколько миллиампер. Как легко видеть, истоковые повторители почти столь же близки к источникам э. д. с., как и эмиттерные повторители. Но у этой схемы есть два недостатка:

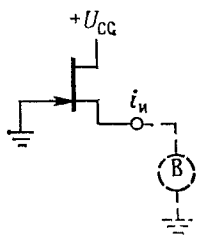


Рис. 6.18.

1. Относительно большое выходное полное сопротивление означает, что амплитуда выходного сигнала может быть значительно меньше, чем амплитуда входного, даже при значительном полном сопротивлении нагрузки, поскольку любое R_H образует в сочетании с выходным сопротивлением истока делитель. Кроме того, так как ток стока меняется на протяжении периода сигнала, g_m и вместе с ним выходное полное сопротивление будут изменяться, внося в выходной сигнал некоторую нелинейность (искажения). Эту ситуацию можно улучшить, используя ПТ с большой крутизной, но лучшим решением является комбинированный (ПТ — биполярный транзистор) повторитель.

2. Так как параметр $U_{ЗИ}$ при изготовлении контролируется с трудом, то истоковый повторитель имеет непредсказуемое смещение по постоянному току — серьезный минус при использовании в схемах со связями по постоянному току.

Активная нагрузка. Добавлением нескольких элементов истоковый повторитель может быть очень сильно улучшен. Рассмотрим это поэтапно.

Во-первых, заменим R_1 источником тока (отбирающим ток, рис. 6.19). Постоянный ток истока стабилизирует напряжение $U_{ЗИ}$, а это устраняет нелинейности. Можно для простоты считать, что значение R_H становится бесконечным — эффект, создаваемый источником тока в качестве нагрузки. Схема на рис. 6.19,*б* имеет еще одно преимущество в виде малого выходного сопротивления при сохранении приближенного постоянства тока истока $U_{БЭ}/R_{см}$. По-прежнему, правда, существует проблема непредсказуемого (а потому ненулевого) напряжения смещения от входа к выходу $U_{ЗИ}$ (для схемы 6.19, *б* — $U_{ЗИ} + U_{БЭ}$). Конечно, можно было бы просто отрегулировать $I_{см}$ к значению $I_{C\,нач}$ для конкретного ПТ в схеме 6.19, *а* или отрегулировать также $R_{см}$ на схеме 6.19, *б*. Но это решение плохо по двум причинам: а) требуется индивидуальная регулировка для каждого ПТ; б) даже и при этом I_C может сильно меняться (почти двукратно) при изменении температуры в рабочем диапазоне при данном $U_{ЗИ}$.

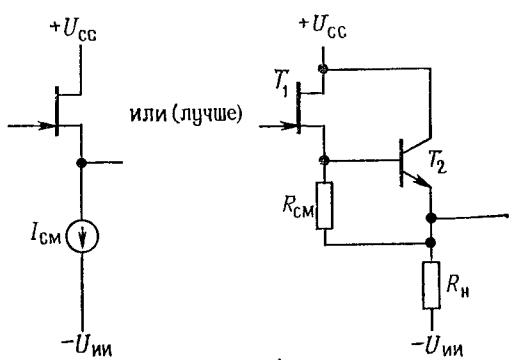


Рис. 6.19.

В более качественных схемах применяются согласованные пары ПТ с нулевым смещением (рис. 6.20). T_1 и T_2 — это согласованная пара

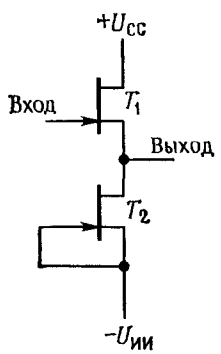


Рис. 6.20.

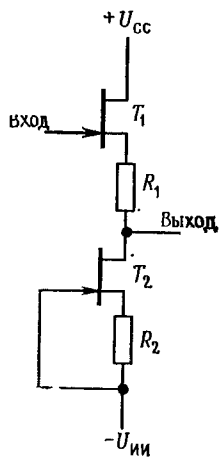


Рис. 6.21.

на отдельном кремниевом кристалле. T_2 отбирает ток, в точности отвечающий условию $U_{ЗИ} = 0$, поэтому, так как для обоих ПТ $U_{ЗИ} = 0$, T_1 есть повторитель с нулевым смещением. Так как оба ПТ находятся в одних и тех же температурных условиях, смещение остается почти нулевым при любой температуре.

Обычно в предыдущей схеме добавляют небольшие истоковые резисторы (рис. 6.21). Если чуть подумать, то станет ясно, что резистор R_1 необходим, а равенство $R_1 = R_2$ гарантирует, что $U_{вых} = U_{вх}$, если T_1 и T_2 согласованы[1]. Эта модификация схемы улучшает предсказуемость I_C, позволяет установить значение тока стока, отличное от $I_{C\,нач}$ и улучшает линейность, в силу того что ПТ как источник тока работает лучше при значениях рабочего тока, меньших $I_{C\,нач}$. Такой повторитель широко применяется в качестве входного каскада усилителя вертикального отклонения осциллографа.

Пример: повторитель с очень малой входной емкостью. Выходное полное сопротивление повторителя на ПТ можно уменьшить, добавив выходной биполярный транзистор. Пример такой схемы приведен на рис. 6.22. Для этой схемы характерны следящие связи,

[1] Здесь u — напряжение источника B, подключенного к истоку. — *Прим. ред.*

[1] При этом ток нагрузки должен быть мал по сравнению с I_C. — *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

понижающие входную емкость кабеля («защитный» электрод), и уменьшающие за счет активной стоковой нагрузки входную емкость. В схеме обеспечены условия согласования двух ПТ по $U_{ЗИ}$. Эта схема обладает очень высоким $Z_{вх}$, малой емкостью $C_{вх}$, нулевым постоянным смещением выходного сигнала относительно входного, малым выходным сопротивлением и хорошей частотной характеристикой. $T_{1а}$ — это входной повторитель, а $T_{1б}$ обеспечивает постоянный отбор тока для создания постоянных и одинаковых напряжений $U_{ЗИ}$. Ток задается $T_{1б}$, и его ток стока соответствует смещению затвор — исток, равному перепаду на диоде (напряжение на транзисторе T_3). При этом за счет T_5 ликвидируется постоянное смещение выходного сигнала относительно входного, а именно: оба парных транзистора T_1 проводят один и тот же ток, поэтому так как затвор $T_{1б}$ смещен на $U_{БЭ}$ вниз относительно истока, то это же оказывается верно и для $T_{1а}$. Но T_5 устанавливает уровень выходного сигнала усилителя на $U_{БЭ}$ ниже уровня истока $T_{1а}$, т. е. на уровень входного сигнала. Эта схема организована так, что соответствующие перепады $U_{БЭ}$ компенсируют друг друга. Так как T_3 и T_5 согласованы (транзисторы T_2 — T_6 являются частью монолитной сборки с хорошо согласованными напряжениями $U_{ВЭ}$), а токовое зеркало T_3, T_4 устанавливает коллекторный ток T_5 равным коллекторному току T_3, то перепады $U_{БЭ}$ у транзисторов T_3 и T_5 практически одинаковы.

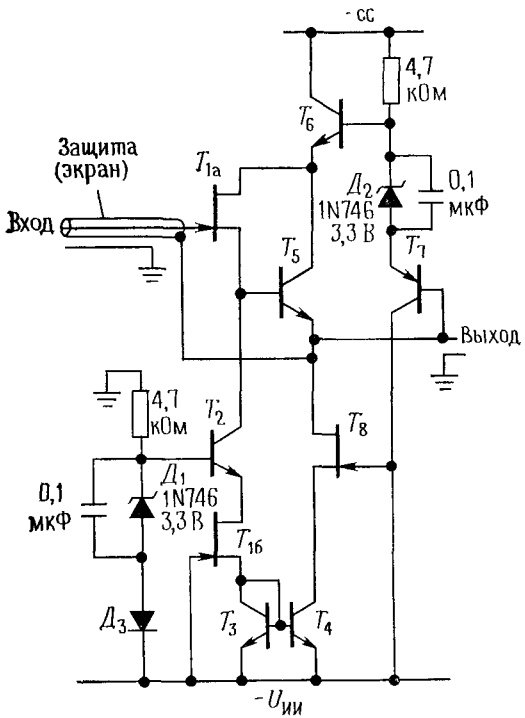


Рис. 6.22. Истоковый повторитель с буферным эмиттерным повторителем, следящей связью и нулевым сдвигом выходного напряжения. T_1 : 2N3954A; T_2 — T_6 : CA3146 (сборка из пяти *npn*-транзисторов); T_7 : 2N4126; T_8 : 2N5950.

Транзистор T_6 подсоединен к стоку $T_{1а}$ для уменьшения влияния емкости сток — затвор. T_2 играет ту же роль по отношению к $T_{1б}$ — у согласованной пары ПТ напряжения сток — исток и затвор — исток поддерживаются одинаковыми и постоянными. Каскодный транзистор T_8 удерживает коллектор T_4 при постоянном напряжении, что улучшает свойства источника тока T_4 за счет устранения эффекта Эрли

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

(см. разд. 2.06). Величина $I_{С\,нач}$ для T_8 должна быть больше, чем рабочий ток схемы (т. е. ток стока T_1), чтобы T_8 мог работать в этой каскодной структуре. Можно заменить T_8 биполярным n — p — n-транзистором, подключив его базу к базе T_2. И наконец, выходной сигнал подключен к экрану на входе, что уменьшает эффективное значение емкости кабеля, которая в противном случае свела бы на нет большое полное входное сопротивление, свойственное данному типу усилителя.

6.09. Входное сопротивление ПТ с p—n-переходом и утечка затвора

Согласованные пары ПТ в качестве буферных усилителей входного сигнала. В некоторых применениях простой истоковый повторитель на ПТ отлично работает в качестве буферного усилителя по току входного сигнала. Например, некий компаратор подходит для ваших целей и по малому времени задержки сигнала, и по выходным параметрам, но его входной ток слишком велик. Здесь проблема

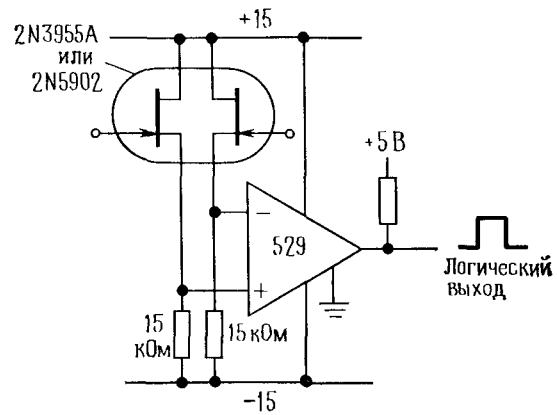


Рис. 6.23. Входной повторитель ОУ на согласованной паре ПТ.

решается применением буферного повторителя входного сигнала, показанного на рис. 6.23. Монолитный двойной ПТ обеспечивает приемлемое смещение (5 мВ) и очень большое входное полное сопротивление. Для применения в этой схеме безразличен тот факт, что коэффициент усиления такого повторителя может быть несколько меньше 1 (за счет малого значения g_m). ИМС 529 — это быстродействующий компаратор с входным током 5 мкА.

Хотя наиболее общепринятым видом входного буферного каскада является истоковый повторитель на согласованных ПТ, можно также применять дифференциальный усилитель на согласованных ПТ с общим истоком. Последняя схема может иметь лучшее подавление синфазного напряжения на входах, особенно если использовать полупроводниковую ИМС-сборку из четырех ПТ, попарно включенных в каскодные схемы. На рис. 6.24 приведен пример. С учетом использова-

ния согласованных ПТ эта схема имеет КОСС 125 дБ. Если учесть усиление входного каскада 35 дБ, то от ОУ требуется для получения КОСС всей схемы, равного 125 дБ, достаточно скромное значение КОСС 90 дБ. Вместе с тем получить КОСС 125 дБ в обычном ОУ было

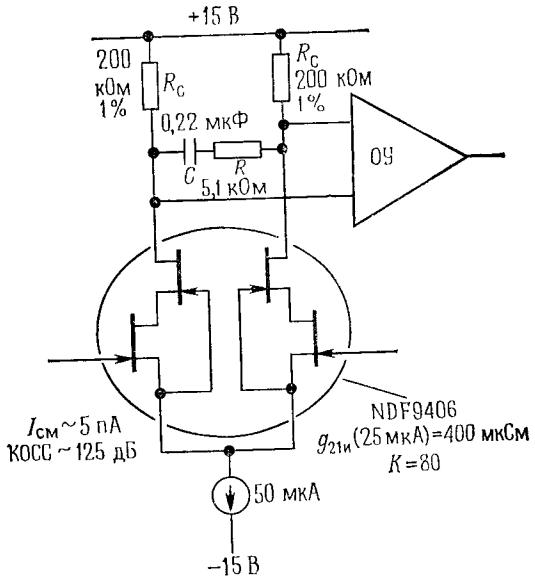


Рис. 6.24. Дифференциальный усилитель на согласованных ПТ, подключенный к ОУ для улучшения КОСС.

бы трудно. Корректирующие элементы R и C необходимы в связи с увеличением петлевого усиления, вносимым входным каскадом. Значение R выбирается $\sim 1/g_m$, а C подбирается так, чтобы постоянная времени $RC \cong 1$ мс.

Утечка затвора. Полное входное сопротивление буферного каскада на ПТ с p — n-переходом — усилителя или повторителя — на низких частотах ограничено утечкой затвора. В паспорте ПТ обычно указывается напряжение пробоя $U_{З\,макс}$, определяемое как напряжение между затвором и каналом (исток и сток закорочены), при котором ток затвора достигает 1 мкА. При меньших напряжениях затвор — канал ток утечки затвора, опять-таки при соединенных накоротко истоке и стоке, значительно меньше, и этот ток быстро падает до пикоамперного диапазона, когда напряжение затвор — сток существенно меньше напряжения пробоя.

Эти малые значения тока утечки и являются тем свойством, из-за которого ПТ целесообразно использовать при усилении сигналов источников с высоким выходным сопротивлением. Но здесь есть серьезный подводный камень. Оказывается, что n-канальный ПТ с p — n-

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

переходом может иметь большие токи утечки затвора, если сток с истоком не связаны, как при паспортных измерениях, а разъединены, как требуется для реальных целей. На графике рис. 6.25 показано, что именно происходит. Ток утечки затвора имеет значение около $I_{З\,ут}$, пока напряжение между стоком и затвором не достигнет некоторого

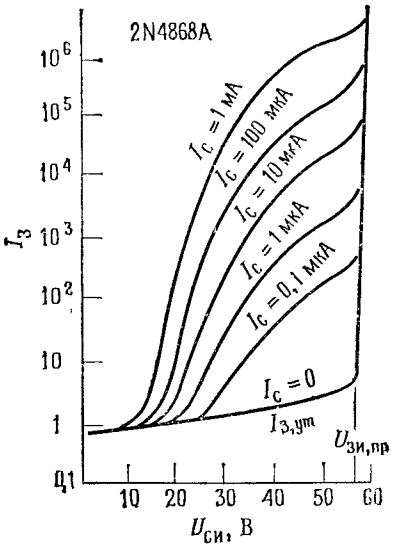


Рис. 6.25. Утечка затвора ПТ с p—n-переходом быстро растет с ростом напряжения сток — затвор и пропорциональна току стока.

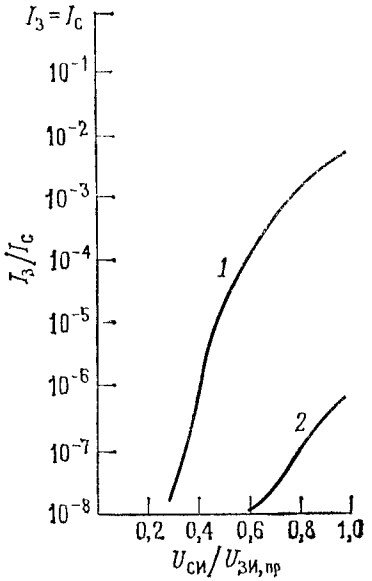


Рис. 6.26. Утечка затвора n-канальных (*1*) и p-канальных (*2*) ПТ с p-n-переходом при 25°С.

критического значения, выше которого этот ток круто растет. Этот дополнительный ток ударной ионизации пропорционален току стока и растет экспоненциально с напряжением и температурой. Этот ток появляется при значениях напряжения сток — затвор порядка 25% от $U_{З\,макс}$, и из-за него ток затвора может достигать микроампера и более. Очевидно, что буферный каскад «с высоким входным полным сопротивлением» и микроамперным входным током лишен смысла. Это то, что получится, если например, в качестве повторителя взять 2N4868A с током стока 1 мА при напряжении питания 40 В.

На рис. 6.26 показана зависимость тока утечки затвора в долях тока стока от напряжения затвор — сток. Видно, что эта утечка есть недостаток, свойственный в первую очередь n-канальным ПТ, и что она быстро растет при увеличении напряжения затвор — сток.

Утечка затвора — серьезное препятствие для использования ПТ с p — n-переходом в качестве буферного каскада или аналогового ключа. Эта проблема допускает несколько решений:

1. Работайте при малых напряжениях затвор — сток. Это означает очень малые напряжения исток — сток.
2. Используйте каскодные связи, поддерживая таким образом малое напряжение $U_{СЗ}$ у входного ПТ. Каскодные схемы на ПТ с p — n-переходом выпускаются в виде отдельных устройств, например NDF9401 фирмы National Semiconductor. На рис. 6.27 показаны для сравнения характеристики утечки затвора для одного из таких устройств и обычного ПТ с p — n-переходом.
3. Используйте p-канальные приборы вместо n-канальных. Меньшая подвижность их носителей резко снижает эффекты, вызывающие утечку (см. рис. 6.26).
4. Применяйте МОП-транзисторы.

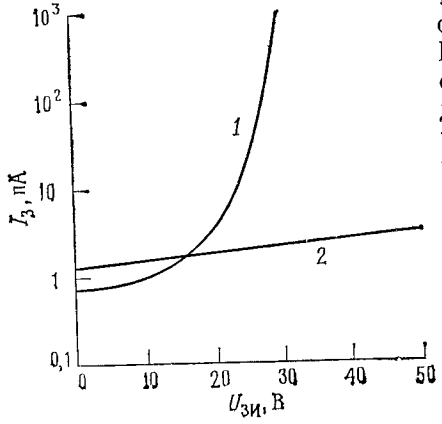


Рис. 6.27. Зависимость тока утечки затвора от напряжения сток — затвор при T=200 мкА.
1 — одиночный триод 2N5196; 2 — каскад NDF9406.

Заметьте, что этот эффект является специфической проблемой для n-канальных ПТ с p — n-переходом, и проблема эта более серьезна для ПТ с большими значениями k (отношение ширины канала к его длине), спроектированных для получения больших значений g_m, малых $R_{вкл}$ и малого шума. На рис. 6.28 приведены для сравнения кривые токов утечки затвора для нескольких популярных видов ПТ с p — n-переходом (n-канальных).

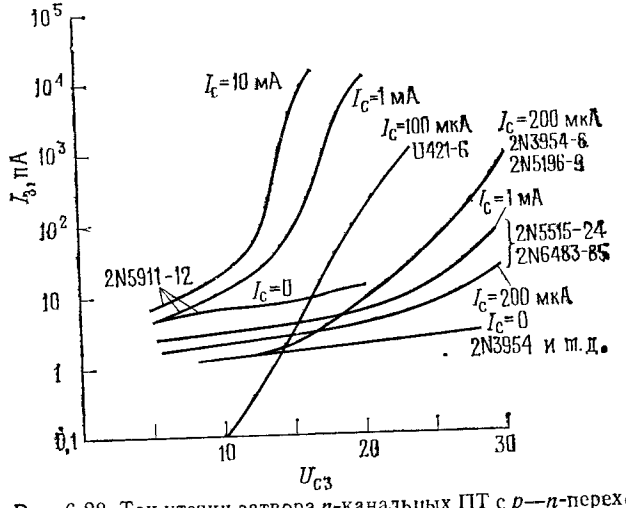


Рис. 6.28. Ток утечки затвора n-канальных ПТ с p—n-переходом.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

6.10. ПТ в качестве переменных резисторов

На рис. 6.29 показаны характеристики ПТ (ток стока в зависимости от $U_{СИ}$ при различных $U_{ЗИ}$) в области малых значений напряжения сток — исток. Эта зависимость в области $U_{СИ}$, меньших $U_{ЗИ}-U_П$, приблизительно линейна, и кривые могут быть продолжены в обе стороны, так что устройство может быть использовано в качестве управляемого напряжением резистора для малых сигналов любой полярности. Из формулы, выражающей $I_С$ через $U_{ЗИ}$ (разд. 6.04), можно найти зависимость $R_{СИ}$ от $U_{ЗИ}$ на линейном участке, $1/R_{СИ}=2k\,[(U_{ЗИ}-U_П)-\frac{1}{2}U_{СИ}]$, а это значит, что при напряжениях сток — затвор, меньших напряжения отсечки (при $U_{СИ}\to 0$), ПТ ведет себя как линейное сопротивление $R_{СИ}=1/2k\,(U_{ЗИ}-U_П)$. Заметим, что $R_{СИ}=1/g_m$; таким образом, сопротивление канала на линейном ненасыщенном участке есть величина, обратная крутизне на участке насыщения (при данном $U_{ЗИ}$). Это полезно помнить на случай, если в паспорте устройства приведен только один параметр.

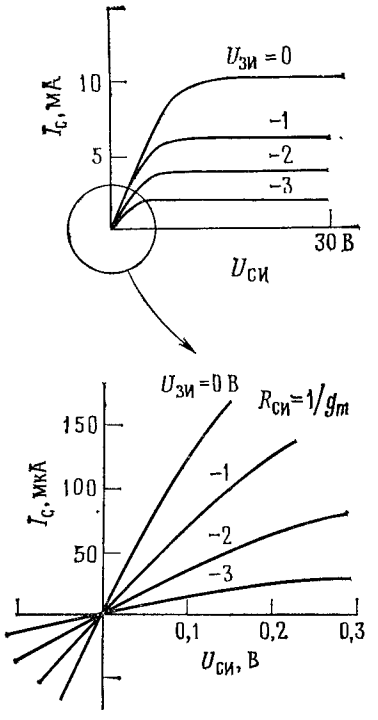


Рис. 6.29.

Если известно сопротивление при некотором значении напряжения затвора, то при других значениях этого напряжения сопротивление можно вычислить по формуле $R_{СИ}=[(U_{З0}-U_П)/(U_З-U_П)]R_{СИ\,0}$, где $R_{СИ\,0}$ — сопротивление, измеренное при напряжении затвора $U_{З0}$.

Упражнение 6.6. Выведите предыдущую «масштабную» формулу.

Как правило, сопротивление, которое можно получить с помощью ПТ, изменяется от нескольких десятков ом (даже от 0,1 Ом для мощных ПТ) до бесконечности. Типичным применением ПТ в качестве сопротивления является использование его в схеме автоматической регулировки усиления (АРУ), в которой коэффициент усиления меняется с помощью обратной связи таким образом, чтобы выходной сигнал удерживался в границах линейного диапазона. Применяя ПТ в схеме АРУ, следует внимательно следить, чтобы амплитуда сигнала была невелика — предпочтительно не более 200 мВ.

Диапазон значений $U_{СИ}$, в котором ПТ ведет себя как хороший резистор, зависит от конкретного ПТ, у которого сопротивление в первом приближении пропорционально напряжению, на которое потенци-

ал затвора превосходит $U_{\text{П}}$ (или $U_{\text{отс}}$). Как правило, при $U_{\text{СИ}} < 0{,}1\,(U_{\text{З}}-U_{\text{П}})$ имеются нелинейности порядка 2%, а при $U_{\text{СИ}} \approx 0{,}25\,(U_{\text{З}}-U_{\text{П}})$ возможны нелинейности порядка 10%. МОП-транзисторы благодаря своему более широкому диапазону $U_{\text{ЗИ}}$ позволяют расширить линейный диапазон до больших значений $U_{\text{СИ}}$. Согласованные пары ПТ дают возможность строить наборы сопротивлений для управления сразу несколькими сигналами. Полевые транзисторы, предназначенные для работы в качестве переменных резисторов (серия VCR Siliconix), имеют допуск по сопротивлению порядка 30%, заданный при некотором значении $U_{\text{ЗИ}}$.

Электронное управление усилением. Из последней формулы для $R_{\text{СИ}}$ видно, что линейность была бы почти идеальной, если бы мы к напряжению затвора добавили половину напряжения сток — исток. На рис. 6.30 показан хороший усилитель с управляемым коэффициентом усиления, в котором именно это и сделано. Полевой транзистор с p—n-переходом образует нижнее плечо делителя обратной связи в обычном неинвертирующем усилителе. Полный коэффициент усиления регулируется в диапазоне от 1 до 1000 напряжением $U_{\text{упр}}$. Резисторы R_1, R_2 и блокирующий конденсатор C_1 улучшают линейность добавлением напряжения 0,5 $U_{\text{СИ}}$ к $U_{\text{ЗИ}}$, как только что говорилось. Благодаря этому приему схема мало искажает выходной сигнал вплоть до уровня 8,5 В.

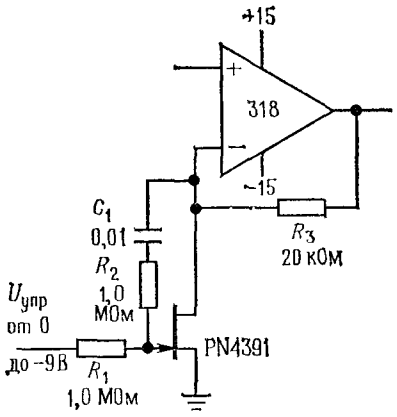


Рис. 6.30. Усилитель переменного тока с управляемым коэффициентом усиления и малыми искажениями.

Рассматривая применения ПТ для регулировки усиления, а именно в схемах АРУ или модуляторов, т. е. устройств, в которых амплитуда высокочастотного сигнала меняется пропорционально сигналу звуковой, например, частоты, есть смысл обратиться также к ИМС «аналогового умножителя». Это высокоточные устройства с хорошим динамическим диапазоном, обычно применяемые для получения произведения двух напряжений. Один из этих сомножителей может быть управляющим сигналом постоянного тока, устанавливающим масштабный множитель для второго входного сигнала, т. е. коэффициент усиления. В аналоговом умножителе используется зависимость g_m от $I_{\text{К}}$, свойственная биполярному транзистору ($g_m = [I_{\text{К}}(\text{мА})/25]$ См) и применяются группы согласованных транзисторов с целью избежать проблем разброса параметров и сдвига. На очень высоких частотах (100 мГц и выше) часто для той же цели оказываются лучше простые пассивные «балансные смесители».

Важно помнить, что ПТ в смысле проводимости ведет себя при малых напряжениях $U_{\text{СИ}}$ как линейное сопротивление, а не как источник тока, что характерно для коллектора биполярного транзистора, и он работает как сопротивление во всем диапазоне до ОВ между истоком и стоком (здесь нет ни диодных перепадов, ни чего-нибудь в этом роде, о чем стоило бы беспокоиться). Существуют ОУ (а именно 3130/3160) и семейства логических элементов (КМОП), в которых используется это полезное свойство.

6.11. Источник тока с управлением от ОУ

Полное отсутствие тока затвора делает из ПТ идеальный источник тока при включении его совместно с ОУ. Пример такой схемы показан на рис. 6.31. n-Канальный МОП-транзистор отбирает ток от нагрузки; ток протекает и через резистор R_1, и падение напряжения на R_1 сравнивается с напряжением на неинвертирующем входе ОУ. Так как ток затвора отсутствует, то сигнал на R_1, пропорциональный выходному току и снимаемый с резистора, не содержит ошибки — исключается ошибка, которую вносил бы ток базы в подобной схеме на биполярном транзисторе. Любое отклонение от идеальной характеристики источника тока может быть обязано своим появлением только нелинейности токоотбирающего резистора и погрешностям ОУ, таким, как смещение, сдвиг и дрейф. Для улучшения характеристик при малых токах разумно использовать операционный усилитель с ПТ-входом для исключения ошибок, вызванных током входного смещения. С помощью такого типа схем можно получать источники тока с точностью 0,1% или даже выше.

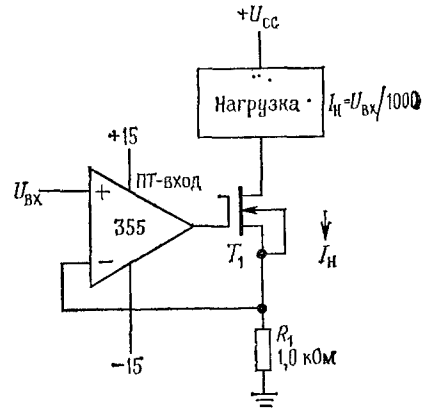


Рис. 6.31.

Если T_1 — МОП-транзистор обогащенного типа, то на выходе ОУ заведомо будут только положительные сигналы относительно земли, поэтому схема может работать от одиночного положительного источника питания. В этом случае важно использование такого ОУ, у которого входной диапазон синфазного сигнала доходит до земли и выходной сигнал также может отклоняться до земли (чтобы обеспечить отсечку тока); здесь были бы хороши ИМС вроде 358, 799 или 3160.

Схема с добавочным усилителем тока на биполярном транзисторе. Для получения выходного тока, большего, чем $I_{\text{С нач}}$ или $I_{\text{С вкл}}$, просто добавим биполярный транзистор к ПТ-источнику тока

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

(рис. 6.32). T_2 начинает проводить ток, когда T_1 имеет ток стока порядка 0,6 мА. При минимальном $I_{C\,нач}$ для T_1 порядка 4 мА и разумном значении β для T_2 можно получить ток нагрузки 100 мА и более (для намного более сильных токов T_2 может быть заменен схемой Дарлингтона при соответственном уменьшении значения R_1). Как и описанный выше, этот источник тока является «совершенным», т. е. не имеет ошибки, связанной с током базы. Хотя для разнообразия можно в этой схеме употреблять ПТ с $p-n$-переходом, МОП-транзистор все же лучше. При использовании ПТ с $p-n$-переходом (устройство обедненного типа) ОУ должен работать от расщепленного источника питания, чтобы обеспечить достаточный для отсечки диапазон напряжений затвора.

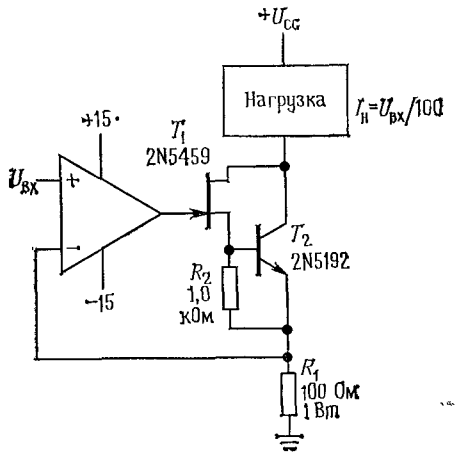


Рис. 6.32.

КЛЮЧИ НА ПТ

6.12. Аналоговые ключи на ПТ

Очень часто ПТ, главным образом МОП-транзисторы, применяются в качестве аналоговых ключей. В силу своих свойств, таких, как малое сопротивление в проводящем состоянии («ВКЛ»), крайне высокое сопротивление в состоянии отсечки («ВЫКЛ»), малые токи утечки и малая емкость, они являются идеальными ключами, управляемыми напряжением, для аналоговых сигналов. Идеальный аналоговый ключ ведет себя как механический выключатель: пропускает сигнал к нагрузке без ослаблений или нелинейных искажений. Заметьте, что это не то же самое, что описанный в гл. 2 транзисторный «ключ». То был пример логического ключа, неприменимого для аналоговых сигналов.

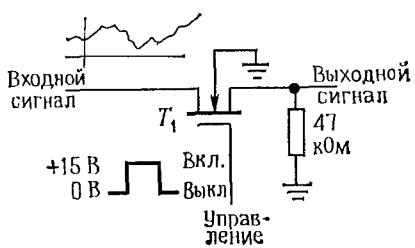


Рис. 6.33.

Рассмотрим пример (рис. 6.33). T_1 — это n-канальный ПТ обогащенного типа, не проводящий ток при заземленном затворе или при отрицательном напряжении затвора. В этом состоянии сопротивление сток — исток, как правило, больше 10 000 МОм, и сигнал не проходит через ключ. Подача на затвор напряжения +15 В приводит канал

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

сток — исток в проводящее состояние с типичным сопротивлением от 25 до 100 Ом ($R_{вкл}$) для ПТ, предназначенных для использования в качестве аналоговых ключей. Схема не критична к значению уровня сигнала на затворе, поскольку он существенно более положителен, чем это необходимо для поддержания малого $R_{вкл}$, а потому его можно задавать от логических схем (лучше всего подходят логические уровни КМОП; можно использовать выход ТТЛ для получения уровней, соответствующих полному диапазону питания, с помощью внешнего транзистора, см. значения логических уровней в гл. 1) или даже ОУ: вполне годится +13 В с выхода схемы 741, так как напряжение пробоя затвора для МОП-транзистора обычно равно 20 В или более. Обратное смещение затвора при отрицательных значениях выхода ОУ будет давать дополнительное преимущество — возможность переключать сигналы любой полярности, как это мы опишем позже. Заметим, что ключ на ПТ — двунаправленное устройство, т. е. он может пропускать сигнал в обе стороны. Это легко понять — механический выключатель тоже обладает этим свойством.

Приведенная схема будет работать при положительных сигналах, не превышающих 10 В; при более высоком уровне сигнала напряжение на затворе будет недостаточным, чтобы удержать ПТ в состоянии проводимости ($R_{вкл}$ начинает расти); отрицательные сигналы вызовут включение ПТ при заземленном затворе (при этом появится прямое смещение перехода канал — подложка). Если надо переключать сигналы обеих полярностей (т. е. в диапазоне от −10 до +10 В), то можно применить такую же схему, но с затвором, управляемым напряжением −15 В (ВКЛ) и +15 В (ВКЛ); подложка должна быть подсоединена к напряжению −15 В.

Для любого ПТ-ключа важно обеспечить сопротивление нагрузки в диапазоне от 10 до 100 кОм, чтобы предотвратить емкостное прохождение входного сигнала в состоянии «ВЫКЛ», которое имело бы место при большем сопротивлении. Значение сопротивления нагрузки выбирается компромиссным. Малое сопротивление уменьшит емкостную утечку, но вызовет ослабление выходного сигнала из-за делителя напряжения, образованного сопротивлением проводящего ПТ $R_{вкл}$ и сопротивлением нагрузки. А так как $R_{вкл}$ меняется с изменением входного сигнала, то это ослабление приведет к некоторой нежелательной нелинейности. Слишком низкое сопротивление нагрузки проявляется также и на входе ключа, нагружая входной сигнал. В разд. 6.18 предложены некоторые возможные решения этой проблемы (многоступенчатые ключи, компенсация сопротивления $R_{вкл}$). Привлекательной альтернативой является также применение еще одного ПТ-ключа, закорачивающего выход на землю, если ПТ, включающий сигнал, находится в состоянии «ВЫКЛ»; таким образом формируется однополюсный ключ на два направления (подробнее об этом см. в разд. 6.18).

Аналоговые ключи на КМОП. Часто необходимо переключать сигналы, сравнимые по величине с напряжением питания. В этом

случае описанная выше простая схема работать не будет, поскольку при пиковом значении сигнала затвор не будет иметь достаточного смещения. Задача переключения таких сигналов решается применением переключателей на комплементарных МОП-транзисторах (КМОП, рис. 6.34). Треугольник на схеме — это цифровой инвертор, который мы сейчас вкратце опишем: он преобразует высокий уровень входного сигнала в низкий уровень выходного и наоборот. При высоком уровне управляющего сигнала T_1 пропускает сигналы с уровнями от земли до U_{CC} без нескольких вольт. Аналогично T_2 пропускает сигнал с уровнями от U_{CC} до значения на несколько вольт выше уровня земли. Таким образом, все сигналы в диапазоне от земли до U_{CC} проходят через схему, имеющую малое сопротивление. Переключение управляющего сигнала на уровень земли запирает оба ПТ, размыкая таким образом цепь. В результате получается аналоговый переключатель для сигналов в диапазоне от земли до U_{CC}. Это основа схемы КМОП «передающего вентиля» 4066. Как и описанные ранее ключи, эта схема работает в двух направлениях — любой ее терминал может служить входным.

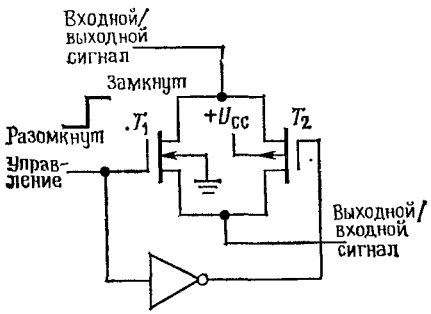


Рис. 6.34.

Выпускается большое количество разнообразных КМОП-ключей в разных конфигурациях (например, несколько секций с несколькими полюсами каждая). Схема 4066 есть классическая «схема аналогового вентиля на КМОП» серии 4000 — просто другое название для аналогового ключа для сигналов в диапазоне от земли до положительного напряжения питания. Серии IH5040 и IH5140 фирмы Intersil и серия DG305 фирмы Siliconix очень удобны в употреблении: они используют управляющий сигнал от ТТЛ, оперируют аналоговыми сигналами до ± 15 В, легко включаются в разнообразные конфигурации и имеют сравнительно малое сопротивление в состоянии «ВКЛ» (у некоторых из них 35 Ом). Фирмы Analog Devices и Harris также выпускают хорошие аналоговые ключи.

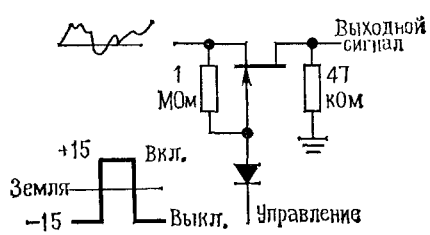


Рис. 6.35.

Аналоговые ключи на ПТ с p—n-переходом. Полевые транзисторы с p — n-переходом можно использовать и как аналоговые ключи, но нужна осторожность в отношении сигнала на затворе, чтобы не возник ток затвора. Типичная организация схемы показана на

рис. 6.35. Напряжение затвора существенно ниже земли для удержания ПТ в состоянии отсечки. Это значит, что если напряжение сигнала становится отрицательным, то напряжение затвора должно удерживаться по крайней мере на $U_П$ ниже наименьшего минимума сигнала. Для приведения ПТ в состояние проводимости управляющий сигнал должен стать больше максимального положительного значения входного сигнала. Когда ключ замкнут, диод имеет обратное смещение и затвор связан с истоком через резистор 1 МОм, т. е. находится под потенциалом истока.

Неуклюжесть этой схемы, возможно, способствует популярности аналоговых ключей на МОП-транзисторах. Тем не менее можно построить элегантную схему аналогового ключа на транзисторе с p — n-переходом, если использовать ОУ, так как можно связать исток ПТ с потенциальной землей в суммирующей точке инвертирующего усилителя. Тогда для включения ПТ надо просто подать потенциал земли на затвор. Этот способ дает дополнительное преимущество, заключающееся в точной компенсации ошибок, возникающих из-за конечного значения $R_{вкл}$ и его нелинейности.

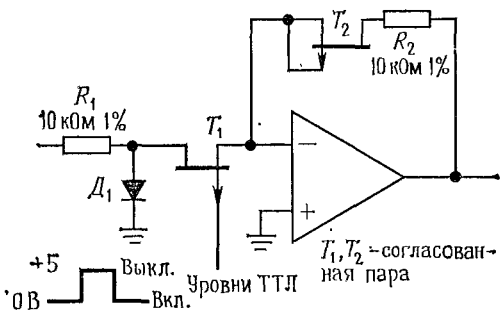


Рис. 6.36. Коммутируемый усилитель с ключом на ПТ с p—n-переходом и с компенсацией $R_{вкл}$.

Схема на рис. 6.36 имеет две примечательные особенности: а) когда T_1 включен (затвор заземлен), вся схема представляет собой инвертор с одинаковым полным сопротивлением в цепях входа и обратной связи. Это компенсирует все эффекты, связанные с конечностью и нелинейностью сопротивления включенного состояния, если ПТ согласованы по параметру $R_{вкл}$. б) Благодаря малости напряжения отсечки схема будет работать при управляющем сигнале от нуля до +5 В, что удобно для работы с ТТЛ. Включение в инвертирующей схеме с присоединением истока T_1 к потенциальной земле (суммирующая точка) упрощает работу схемы, так как нет колебаний сигнала на истоке T_1 во включенном состоянии; диод препятствует включению ПТ при положительных сигналах и запертом T_1 и не оказывает никакого действия при замкнутом ключе. Существуют p-канальные ПТ с p — n-переходом, включенные в удобных конфигурациях и по низким ценам. Например, среди схем IH5009 — IH5024 есть устройства в корпусе DIP с четырьмя входными ПТ и одним компенсаторным ПТ, имеющими $R_{вкл}$ около 100 Ом, ценой меньше двух долларов. Если добавить ОУ и несколько резисторов, то получится четырехвходовый мультиплексор (см. разд. 6.14).

Тот же прием компенсации $R_{вкл}$ применяется и для МОП-транзисторных ключей.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Сделаем здесь краткое отступление для обсуждения применения ПТ для создания «логических ключей», управляющих логическими уровнями включения/выключения, а не переключателей непрерывных аналоговых сигналов, как мы только что описывали. Об этом более подробно будет сказано в гл. 8, но, чтобы двигаться дальше в изучении аналоговых ключей, важно сейчас разобраться в работе логического инвертора.

6.13. ПТ в качестве логических ключей

Полевые транзисторы, как и биполярные, могут применяться для включения нагрузки на землю (рис. 6.37). Это настоящий логический ключ: при возбуждении от логического уровня он находится в одном из двух состояний — «ВКЛ» или «ВЫКЛ» (высокий или низкий

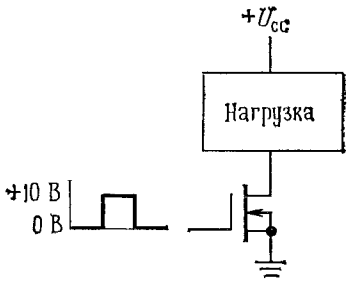


Рис. 6.37.

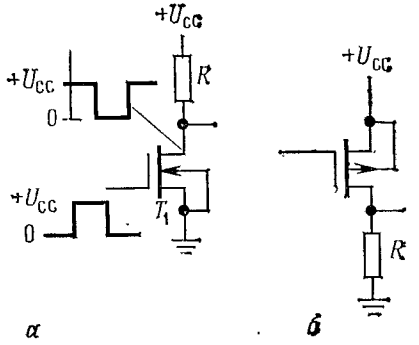


Рис. 6.38.

уровень выходного сигнала соответственно). Включенный таким образом ПТ является хорошим устройством сопряжения между логической схемой и нагрузкой с большим током или большим напряжением, так как при возбуждении логическим сигналом затвор не проводит тока. Используя мощные вертикальные ПТ, можно коммутировать ток 10 А и более с помощью одного ПТ, возбуждаемого от уровней КМОП. Аналогично строятся инверторы на ПТ (рис. 6.38). Инвертор на n-канальном транзисторе снижает выходной сигнал до уровня земли при росте напряжения затвора, а p-канальный инвертор подключает к резистору напряжение питания, когда на входе — уровень земли. Более детально эти n-канальные и p-канальные МОП-транзисторные ключи будут описаны в гл. 9.

Инверторы на КМОП. Обе предыдущие схемы имеют два недостатка: они потребляют ток во включенном состоянии и имеют относительно большое выходное сопротивление в выключенном состоянии. На рис. 6.39 показана лучшая схема. Ее можно назвать «пушпульным ключом»: при уровне земли на входе выключается нижний транзистор и включается верхний и на выходе появляется высокий уровень сигнала. При высоком уровне входного сигнала (+U_{CC}) создается об-

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

ратное состояние — уровень выходного сигнала снижается до земли. Это инвертор с малым выходным полным сопротивлением в любом состоянии и без всякого тока покоя. Он называется КМОП-инвертором и является основной структурой всего семейства логических схем КМОП. Ниже об этом будет сказано подробнее, а пока ясно, что серия КМОП — это маломощные цифровые схемы с высоким входным полным сопротивлением и амплитудой выходного сигнала, равной полному диапазону питания. Надо заметить, что КМОП-инверторы обладают одним неприятным свойством: существует такая область напряжений входного сигнала, в которой оба ПТ проводят, что ведет к большому всплеску тока между точкой с потенциалом U_{CC} и землей. Некоторые последствия этого явления будут рассмотрены в гл. 8 и 9 в связи с КМОП-логикой.

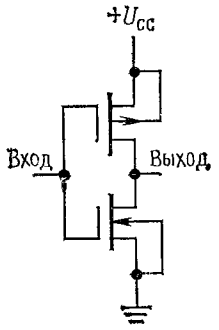


Рис. 6.39. Логический КМОП-инвертор.

6.14. Применение аналоговых ПТ-ключей

Интеграторы. На рис. 6.40 показаны два интегратора на ОУ, использующие ПТ-ключи для «сброса в нуль» конденсатора. В первой

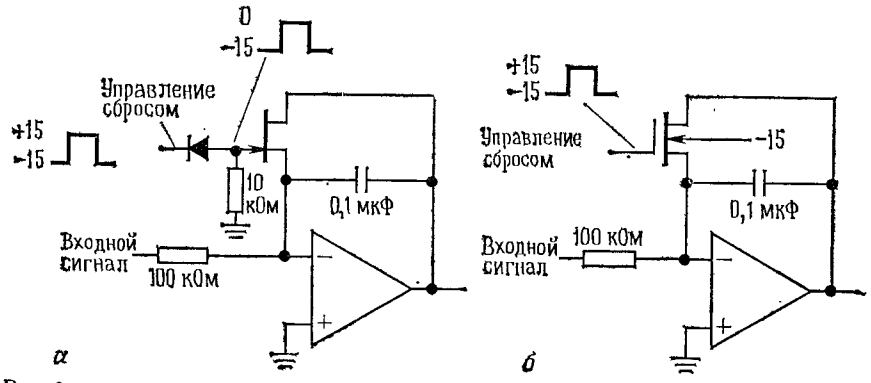


Рис. 6.40.

схеме ПТ с p — n-переходом используется для закорачивания интегрирующего конденсатора. Так как это — n-канальное устройство обедненного типа, то, для того чтобы ключ был разомкнут, затвор должен иметь отрицательный потенциал. Диод и резистор в цепи затвора гарантируют, что во время разряда затвор будет иметь только нулевой потенциал. Так как исток также заземлен (инвертирующий вход есть потенциальная земля), нулевое напряжение на затворе приводит ПТ в состояние проводимости. Эта схема работает лишь при положительной полярности выходного сигнала.

Во второй схеме в качестве ключа используется МОП-транзистор обогащенного типа. Здесь цепь затвора упрощена и схема работает с сигналами любой полярности. Если известно, что выходной сигнал имеет только положительную полярность, то напряжение сигнала на затворе может изменяться от уровня земли до некоторого положительного значения при заземленном выводе подложки.

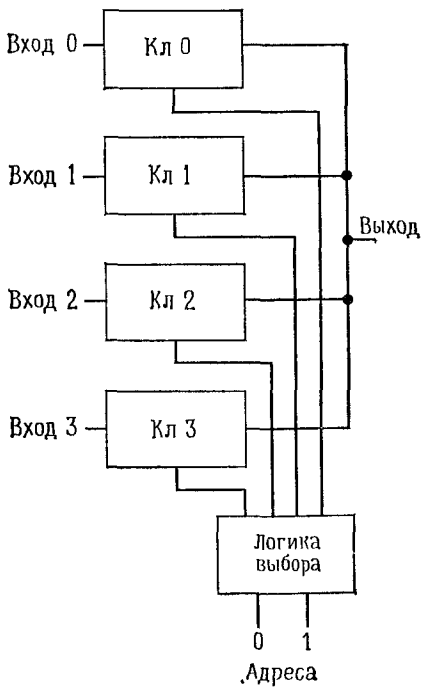


Рис. 6.41.

В разд. 6.18 приводится пример интересной схемной модификации, исключающей эффект токов утечки ПТ.

Мультиплексоры. Хорошим приложением ПТ-ключей являются мультиплексоры — схемы, позволяющие выбрать один из нескольких входов по указанию управляющего цифрового сигнала. Поскольку проводящий ПТ выглядит как резистор с малым сопротивлением, такая схема есть аналоговый, или линейный, мультиплексор, который будет прямо пропускать на выход напряжение с соответствующего входа. На рис.6.41 показана базовая схема такого устройства. Каждый из ключей от КЛ-0 до КЛ-3 есть «передающий вентиль» на КМОП, описанный в предыдущем разделе. «Выбирающая логика» декодирует адрес и «задействует» (жаргонный аналог слова «включает») только адресованный ключ, блокируя остальные. Такой мультиплексор используется обычно с цифровыми схемами, вырабатывающими адрес. Такая конфигурация может включать в себя блок накопления данных, в котором несколько входных сигналов поочередно опрашиваются, преобразуются в цифровую форму и записываются в память (или отправляются на вход какого-либо цифрового устройства, подсоединенного «на линии»).

Так как «передающие вентили» — ненаправленные устройства, аналоговый мультиплексор является одновременно и «демультиплексором», т. е. сигнал может быть подан на выход и снят с избранного входа. В гл. 8 и 9 будет показано, что аналоговый мультиплексор может быть применен в качестве «цифрового мультиплексора-демультиплексора», поскольку цифровые логические уровни — это не что иное, как значения напряжения, трактуемые как нули и единицы.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Типичными аналоговыми мультиплексорами являются схемы серий 506, 507, 508, схемы IH6108 и IH6116 — 8- и 16-входовые мультиплексоры, воспринимающие в качестве кода адреса логические уровни ТТЛ или КМОП и работающие с аналоговыми сигналами до 35 В. Приборы 4051—4053, входящие в семейство цифровых схем КМОП, являются аналоговыми мультиплексорами-демультиплексорами, имеющими до восьми входов, но уровень аналогового сигнала, ограниченный 15 В.

Схемы слежения — хранения. ПТ-ключи являются основой схем «слежения — хранения и «пиковых детекторов». На рис. 6.42 показана основная идея такой схемы. $ИС_1$ — это повторитель, дублирующий

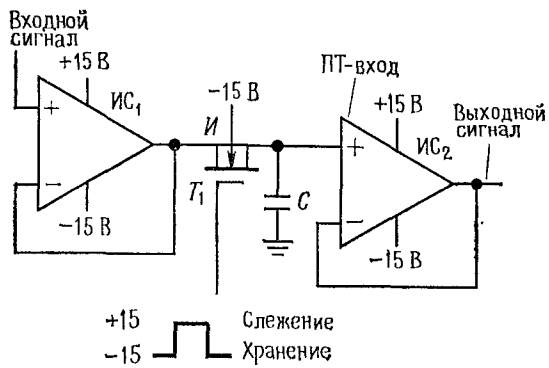


Рис. 6.42.

входной сигнал с низким полным сопротивлением. T_1 проводит сигнал во время слежения и отсекает его в период хранения. Уровень сигнала, имевший место в момент выключения T_1, сохраняется на конденсаторе C. $ИС_2$ — это повторитель с высоким входным полным сопротивлением (ПТ-входы), поэтому ток разряда конденсатора в период хранения минимален. Значение емкости C выбирается на основе компромисса: с одной стороны, ток утечки T_1 и повторителя приводят к падению напряжения на конденсаторе во время хранения согласно формуле $dU/dT=I_{ут}/C$, поэтому C должно быть большим, чтобы уменьшить эти потери; с другой стороны, сопротивление включенного транзистора T_1 образует совместно с конденсатором C фильтр нижних частот, поэтому C должно быть поменьше, чтобы сигналы с высокой скоростью изменения не претерпевали искажений. $ИС_1$ должна быть способна обеспечить ток заряда конденсатора $[I=C(dU/dt)]$ и должна иметь достаточную скорость нарастания для повторения входного сигнала. Практически же скорость нарастания для всей схемы будет ограничена током выходного сигнала $ИС_1$ и сопротивлением включенного транзистора T_1. Улучшенную схему слежения-хранения см. в разд. 6.18.

Упражнение 6.7. Предположим, что $ИС_1$ может обеспечить ток выходного сигнала 10 мА, а C=0,01 мкФ. Какова будет максимальная скорость нарастания входного сигнала, который схема способна точно отследить? Если сопротивление T_1 во включенном состоянии равно 50 Ом, то какова будет ошибка выходного сигнала при скорости нарастания входного сигнала 0,1 В/мкс? Если общая утечка T_1 и T_2 равна 1 нА, какова будет скорость падения напряжения на конденсаторе в состоянии хранения?

Полевые транзисторы полезны и в схемах пиковых детекторов, в которых на конденсаторе хранится максимальное напряжение входного сигнала за период. Одна из возможных конфигураций таких схем

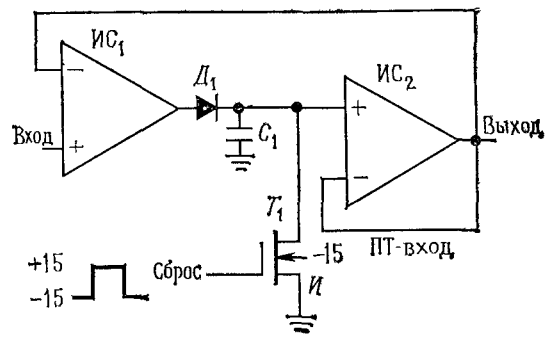


Рис. 6.43.

показана на рис. 6.43. $ИС_1$ доводит напряжение на конденсаторе до наибольшего значения сигнала за период времени, в течение которого последний импульс установки (записи) приложен к затвору T_1. $ИС_2$ является буфером выходного сигнала. $ИС_1$ может быть охвачена петлей обратной связи, включающей в себя конденсатор C_1, но, хотя такое включение облегчает устранение погрешностей, есть риск потери устойчивости. $ИС_2$ должна быть операционным усилителем с ПТ-входом, а $Д_1$ должен быть диодом с малой утечкой для уменьшения спада выходного уровня.

6.15. Недостатки ПТ-ключей

Быстродействие. ПТ-ключи имеют сопротивление во включенном состоянии от 25 до 200 Ом. Это сопротивление образует в комбинации с емкостью подложки и паразитной емкостью фильтр нижних частот, который ограничивает рабочие частоты схемы значениями в несколько мегагерц и даже ниже. Полевые транзисторы с меньшим сопротивлением во включенном состоянии имеют большую емкость, так что выигрыша в скорости нарастания сигнала они не дают.

Сопротивление в открытом (включенном) состоянии. Ключи КМОП, работающие от относительно высокого напряжения питания (скажем, 15 В), будут иметь малые значения $R_{вкл}$ во всем диапазоне значений сигнала, поскольку всегда тот или другой из проводящих

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

транзисторов будет иметь прямое смещение затвора, равное по крайней мере половине напряжения питания. Однако при меньшем напряжении питания сопротивление ключа $R_{вкл}$ будет расти, и его максимум имеет место при уровне сигнала, среднем между напряжением питания и землей или между двумя напряжениями питания при двуполярном

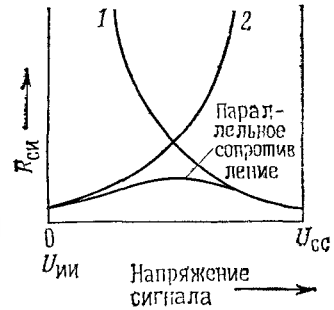


Рис. 6.44.
1 — n-канальный; 2 — p-канальный.

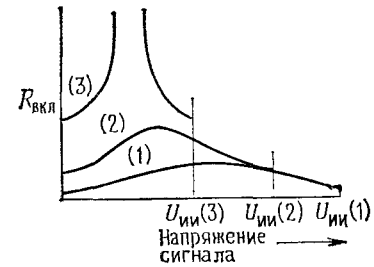


Рис. 6.45.

питании. На рис. 6.44 показано, почему это случается. За счет уменьшения U_{CC} ПТ приобретает значительное сопротивление во включенном состоянии при $U_{ЗИ}$=0,5 U_{CC}, так как для ПТ обогащенного типа $U_П$ составляет по крайней мере несколько вольт и для достижения малых значений $R_{вкл}$ требуется напряжение затвор — исток не меньше чем 5—10 В. Мало того, что параллельное сопротивление двух ПТ увеличивается при уровне сигнала, среднем между уровнем питания и землей, этот пик при уровне сигнала 0,5 U_{CC} растет по мере уменьшения U_{CC}, и при слишком малом U_{CC} ключ для сигналов с уровнем около 0,5 U_{CC} будет представлять разомкнутую цепь. На рис. 6.45 показано это поведение величины $R_{вкл}$ при нескольких достаточно малых значениях U_{CC}.

Динамические помехи. Во время переходных процессов от включенного состояния к выключенному и обратно могут возникать неприятные эффекты из-за емкостей затворов ПТ. Скачок управляющего сигнала, поданный на затвор, проходит через емкость затвор — канал и может исказить коммутируемый сигнал до неузнаваемости. Эта ситуация наиболее серьезна при уровнях сигнала, соответствующих высокому сопротивлению ключа. Подобные эффекты возможны и в мультиплексоре во время изменения адреса канала; кроме того, в мультиплексоре возможно мгновенное соединение входов через открытые ключи, если задержка выключения канала превосходит задержку включения.

Рассмотрим этот вопрос подробнее. На рис. 6.46 показана форма выходного сигнала, которую можно увидеть на выходе аналогового ключа, схема которого приведена на рис. 6.33 при нулевом уровне входного сигнала и нагрузке, состоящей из сопротивления 10 кОм и

параллельной ему емкости 20 пФ,— вполне реальные значения для схемы аналогового ключа. Эти красивые переходные процессы вызваны переносом заряда в канал через емкость затвор — канал и изменением напряжения затвора. Последнее делает резкий скачок от одного уровня питания до другого, в нашем случае — от ±15 В до противоположного значения ∓15 В, переносится заряд величины $Q=\pm C(U_{\text{З выс}}-U_{\text{З низ}})$, где $C_{\text{ЗК}}$ — емкость затвор — канал, обычно около 5 пФ. Заметим, что величина переносимого заряда зависит только от полного изменения напряжения затвора и не зависит от времени, в течение которого происходит это изменение. Замедление изменения сигнала на затворе вызывает меньшую по амплитуде, но более долгую по времени динамическую помеху с той же площадью под графиком. Фильтрация выходного сигнала ключа фильтром нижних частот даст тот же эффект. Такие меры могут помочь в тех случаях, когда важно добиться малого пика амплитуды динамической помехи, но в смысле исключения пропускания управляющего напряжения затвора на выход они неэффективны. В некоторых случаях можно предсказать величину емкости затвор — канал с достаточной точностью, для того чтобы погасить выбросы путем добавки инвертированного сигнала затвора через небольшой переменный конденсатор.

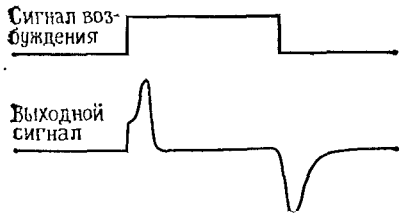


Рис. 6.46.

Емкость затвор — канал распределена по всей длине канала, а это значит, что полный заряд (помехи) частично определяется входной цепью управления ключа. В результате величина динамической помехи выходного сигнала зависит от полного сопротивления источника сигнала и будет наименьшей в том случае, когда ключ управляется источником напряжения. Конечно, уменьшение полного сопротивления нагрузки уменьшит величину динамической помехи, но неизбежно приведет к росту статической погрешности и нелинейности за счет конечного значения параметра $R_{\text{вкл}}$.

На рис. 6.47 приведены для сравнения кривые переноса заряда для трех типов ключей. Во всех трех случаях сигнал на затворе меняется в полном диапазоне, т. е. на 30 В для p-канальных МОП-транзисторов и КМОП и от —15 В до уровня сигнала — для ключей на n-канальных ПТ с p — n-переходом. Для ключа на ПТ с p — n-переходом существует сильная зависимость величины динамической помехи от сигнала, поскольку изменение напряжения затвора пропорционально разности между уровнем сигнала и уровнем —15 В. Ключи на КМОП имеют относительно малую динамическую помеху, так как попадающие в канал заряды у комплементарных МОП-транзисторов стремятся компенсировать друг друга (когда на одном затворе напряжение растет, на другом — падает). Чтобы дать представление о масштабе этих эффектов, скажем, что заряд 30 пКл соответствует разности потенциалов в 3 мВ на конденсаторе емкостью 0,01 мкФ. Это значительная емкость для конденсатора фильтра, и видно, что это действительно проблема, так как помеха в 3 мВ — это существенная погрешность при работе с аналоговыми сигналами низкого уровня.

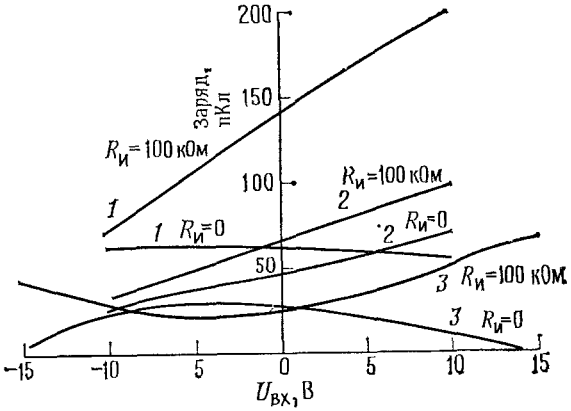


Рис. 6.47. Зависимость заряда помехи у различных ПТ-ключей от напряжения управляющего сигнала.
1 — МОП-транзистор; *2* — ПТ с p—n-переходом; *3* — КМОП-логические элементы.

Предосторожности в обращении. У МОП-транзистора очень высокое входное сопротивление и умеренное напряжение пробоя; из-за этого он легко может быть поврежден статическим электричеством. Обычно это выглядит так: вы берете в руку МОП-транзистор или содержащее его устройство, подходите к схеме, втыкаете устройство на место и затем, включив питание, убеждаетесь, что МОП-транзистор мертв. А убили его вы сами! Вам следовало взяться за схему другой рукой, когда вы вставляли в нее устройство. Таким образом был бы снят ваш статический заряд, который зимой может достигать нескольких тысяч вольт. МОП-транзисторные устройства не любят, когда их «стукает током». Как проводник статического электричества, вы представляете собой последовательное соединение конденсатора 100 пФ и резистора около 1 кОм [1]; зимой этот конденсатор может зарядиться до 10 кВ от трения подошв об пушистый ковер (даже движение руки в рукаве рубашки или свитера может дать напряжение в 1 кВ).

МОП-транзисторные устройства перевозятся в проводящей пенопластовой упаковке или проводящих футлярах. Следует также быть осторожным во время работы с паяльником и т. д. Лучше всего заземлять корпуса паяльников, крышки столов и т. д., а также пользоваться проводящими браслетами. Как только устройство впаяно на свое

[1] Не совсем точно; для сухой здоровой кожи мужчины можно положить примерно 30—50 кОм, для женщин и подростков — раз в десять меньше.— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

место в схему, шансы на его повреждение резко падают, тем более что многие МОП-транзисторные устройства имеют предохранительные диоды во входных цепях затворов. Хотя цепи внутренней защиты, состоящие из резисторов и обратно включенных (иногда зенеровских) диодов несколько ухудшают параметры, их все же стоит применять для уменьшения риска повреждения статическим электричеством. Если ПТ снабжен предохранительным металлическим или резиновым кольцом [1] вокруг выводов, не снимайте его, пока ПТ не вмонтирован в схему.

ПРИМЕРЫ СХЕМ НА ПТ

6.16. Усилители

Усилитель переменного тока со следящей связью. ПТ часто применяются ради получения крайне высокого входного сопротивления. При работе с сигналами постоянного тока огромные значения $Z_{вх}$ (от 10^{12} до 10^{14} Ом) используются полностью, но при связях по переменному току резистор входного смещения снижает входное сопротивление. Этот резистор смещения может быть очень большим (порядка многих МОм), но он все же будет определять уменьшенное значение входного сопротивления, по крайней мере на низких частотах. На рис. 6.48 показан простой способ избежать этого путем использования принципа следящей связи.

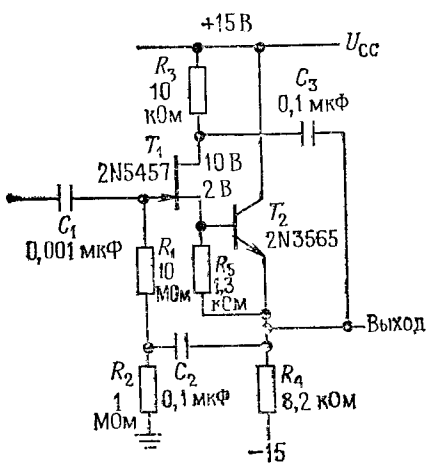


Рис. 6.48.

Как и при следящей связи в схеме с биполярными транзисторами, резистор смещения разбит на два и переменная составляющая сигнала подведена к точке соединения R_1 и R_2. Резистор в цепи базы транзистора T_2 обеспечивает нагрузку типа источника тока для истока T_1 (как описывалось в разд. 6.08), в результате коэффициент передачи по напряжению очень близок к единице, а эффективное значение R_1 получается порядка 1000 МОм при коэффициенте усиления по напряжению 0,99. Чтобы при проектировании схемы обеспечить действительно высокое полное входное сопротивление, важно иметь очень малую входную емкость, иначе емкостное реактивное сопротивление на частотах сигнала смажет весь выигрыш от следящей связи в цепи смещения. Поэтому в этой схеме введена следящая связь в цепь стока

[1] Резиновое кольцо должно обеспечивать короткое замыкание затвор — подложка при хранении и монтаже,— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

через конденсатор для компенсации действия емкости затвор — сток. Так как емкость затвор — исток находится под действием «естественной» следящей связи через повторитель, то остаточная входная емкость зависит только от паразитной емкости (емкости проводов). Если входной сигнал подводится по какому-нибудь кабелю, то для уменьшения эффективной емкости кабеля до пренебрежимо малых значений можно использовать защитное включение кабеля, описанное в разд. 6.08.

Каскодные схемы на ПТ. Полевые транзисторы хороши в качестве высокочастотных усилителей благодаря малой проходной емкости. Как и в схемах с биполярными транзисторами, основной вклад в высокочастотный спад дает эффект Миллера, и точно так же он уничтожается в каскодной схемиой конфигурации. Один из вариантов подобных схем представлен на рис. 6.49. В схеме рис. 6.49, *а* парные *n*-канальные ПТ с *p* — *n*-переходом соединены в каскодную схему,

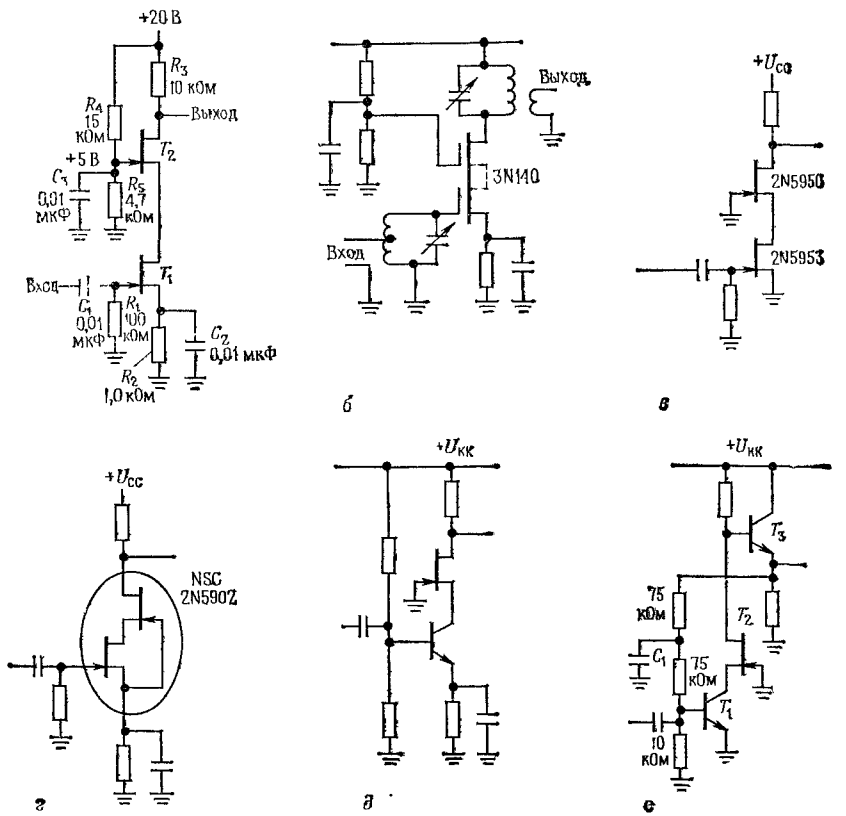


Рис. 6.49. Каскодные схемы на ПТ с *p*—*n*-переходом.

подобную схеме на биполярных транзисторах. Затвор T_2 смещен на +5 В, чтобы обеспечить рабочее напряжение на стоке T_1. T_1 имеет автоматическое смещение, что обычно для ПТ обедненного типа.

Выпускаются обедненные МОП-транзисторы со сдвоенными затворами; их применение в каскодных схемах естественно. На схеме рис. 6.49, *б* такой прибор нарисован в виде двух МОП-транзисторов с двумя затворами. Представьте себе, что сток нижнего ПТ соединен с истоком верхнего, как показано штриховыми линиями (их рисуют только в учебниках). Эта схема имеет настроенные на определенную частоту контуры на входе и выходе, как это обычно делается в усилителях высокой частоты, предназначенных для работы в узкой полосе частот (в широкополосных схемах можно в цепях затвора и стока применять не резисторы, а трансформаторы высокой частоты). ПТ с двойным затвором предназначены для работы в усилителях высокой частоты (они хороши на частотах 250 МГц и более, а также в качестве смесителей). Подробнее об этом будет сказано в гл. 13.

Применяя ПТ с малым разбросом $I_{С\ нач}$, можно построить каскодный каскад с упрощенным смещением, как показано на рис. 6.49, *в*. Для транзистора типа 2N5953 справедливо неравенство 2,5 мА$<$ $<I_{С\ нач}<$5 мА, а для ПТ типа 2N5950 — 10 мА$<I_{С\ нач}<$15 мА, поэтому эта схема работает при $I_{С\ нач}$ нижнего ПТ и с обратным смещением затвора верхнего ПТ, соответствующим протекающему через него току стока.

На схеме рис. 6.49, *г* в конфигурации, аналогичной схеме 6.49, *в*, применены каскодно включенные ПТ, выполненные в виде отдельного прибора. Как и прежде, отдельный источник смещения для верхнего транзистора не нужен. Эти приборы имеют очень малый емкостный входной ток благодаря уменьшенной емкости сток — затвор. Они выпускаются в виде сборки из двух каскодных схем в одном корпусе и имеют очень малые отклонения по напряжению, так как каскодное включение улучшает согласование по $U_{СИ}$. За счет этого удается строить помехозащитные повторители, описанные в разд. 6.08, с хорошими характеристиками.

На схеме рис. 6.49, *д* показана комбинированная каскодная схема с простой схемой смещения. К этой схеме можно пристроить на выходе биполярный транзистор. Такая структура показана на схеме рис. 6.49, *е*, где применена обратная связь по постоянному току для установления точки покоя на уровне $16U_{БЭ}$, или около 10 В. Конденсатор C_1 снимает обратную связь на частотах сигнала, что дает максимум коэффициента усиления на переменном токе, соответствующий усилению без обратной связи.

Линейные усилители на КМОП. Как мы упоминали в разд. 6.07, простейшим способом получения в усилителе на ПТ большого коэффициента усиления на один каскад является использование в цепи стока активной нагрузки вместо резистора. Один из путей реализации такой схемы — использование токового зеркала в качестве

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

нагрузки дифференциального каскада на ПТ. Эффективной схемой одиночного выходного каскада является схема на комплементарных МОП-транзисторах, а именно КМОП-инвертор (рис. 6.50). Верхний (*p*-канальный) транзистор служит нагрузкой для нижнего (*n*-канального), и наоборот. Это классическая схема КМОП-инвертора, которая уже встречалась в качестве логического ключа и о которой еще пойдет речь в гл. 8 и 9 в связи с цифровыми логическими элементами. Популярность этих схем связана в основном с их простотой и дешевизной, так как ИМС сборки из шести КМОП-инверторов стоят меньше полдоллара.

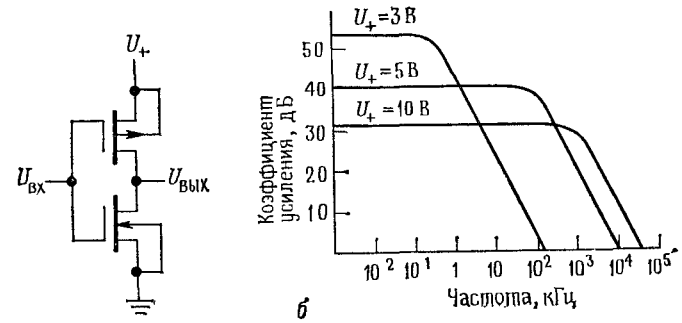


Рис. 6.50.

У этого усилителя очень высокий коэффициент усиления при уровне входного сигнала, меньшем половины значения напряжения питания. Передаточная характеристика такого усилителя показана на рис. 6.51. Характер изменения $R_{вых}$ и g_m в зависимости от тока стока таков, что максимальный коэффициент усиления по напряжению получается при малых токах стока, т. е. при низком напряжении питания (порядка 5 В). Недостатками этой схемы являются относительно высокое выходное сопротивление, особенно при малых токах стока, нелинейность и большой разброс коэффициента усиления. Тем не менее эта схема проста и дешева, поэтому ее иногда применяют для усиления малых входных сигналов, форма которых несущественна. Примеры применения таких схем — усилители сигналов переменного тока сетевой частоты, генераторы с кварцевыми резонаторами и устройства с частотной модуляцией и частотной манипуляцией.

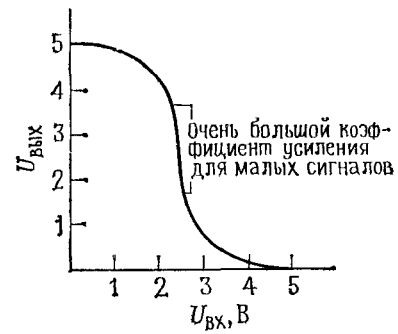


Рис. 6.51.

Заметим, что обратная связь по постоянному току необходима для выведения КМОП-усилителя в активный режим. На рис. 6.52 пока-

зано несколько примеров. Резистор обратной связи по постоянному току в схеме *а* снижает входное полное сопротивление, так как создается параллельная отрицательная обратная связь не только по постоянному току, но и на частотах сигнала. Поэтому если важно иметь

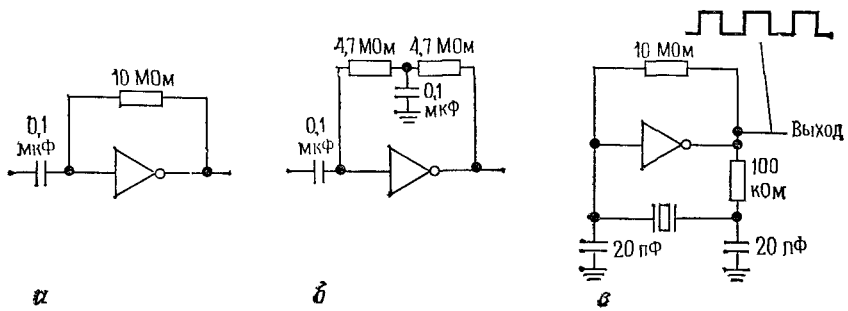


Рис. 6.52. Схемы линейных МОП-усилителей.

высокое входное сопротивление на частотах сигнала, то применяют вторую схему (рис. 6.52, *б*). Третья схема — это использующий КМОП-усилитель классический генератор с кварцевой стабилизацией, описанный в разд. 4.16.

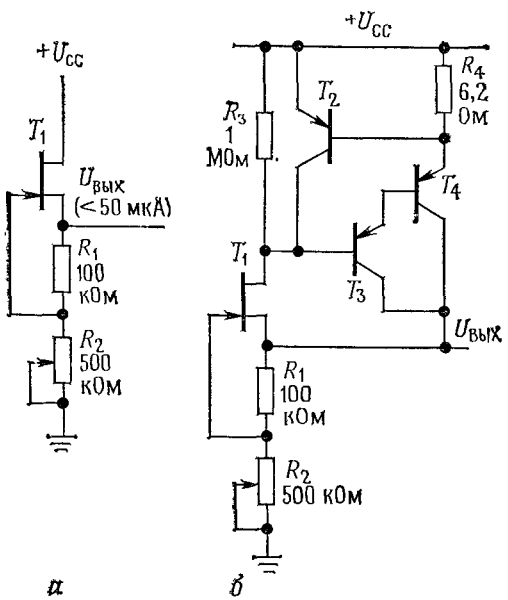


Рис. 6.53. ПТ-опорные источники напряжения, использующие $U_{\text{п}}$.

6.17. Источник опорного напряжения на ПТ

Так как напряжение отсечки ПТ с p — n-переходом слабо зависит от температуры, то можно построить маломощный источник опорного напряжения, использующий напряжение отсечки (рис. 6.53)[1]. В первой схеме падение напряжения на R_1 есть, в сущности, напряжение отсечки транзистора T_1, поскольку ток стока — всего несколько микроампер. R_2 дает возможность устанавливать напряжение выходного сигнала, так как напряжение отсечки падает на верхнем плече делителя, образованного резисторами R_1 и R_2.

Эта схема может использоваться лишь при весьма малых токах нагрузки.

Во второй схеме p — n — p-транзисторы в схеме Дарлингтона T_3, T_4 усиливают ток до миллиамперного диапазона, а смещает их в проводящее состояние ток стока T_1 порядка 10 мкА. T_2 и R_4 обеспечивают защиту от короткого замыкания схемы, ограничивая ток выходного сигнала величиной 100 мА. Такая защита существенна для силовых схем и источников опорного напряжения, и ее надо применять, если вас не привлекает перспектива замены группы транзисторов, когда вы поскользнетесь, работая с осциллографом и пробником. Как и прежде, потенциометр R_2 устанавливает напряжение выходного сигнала, и он должен обеспечивать широкий диапазон регулировки, чтобы компенсировать разброс $U_{\text{отс}}$ для данного типа транзистора. Относительно требований к источникам опорного напряжения см. разд. 5.14.

[1] Напряжение отсечки имеет дрейф, равный дрейфу контактной разности потенциалов, т. е. около 2 мВ/°С. Для прямосмещенного p—n-перехода это много — около 0,4%/°С, но для напряжения отсечки, которое раз в десять больше, это составляет всего ~ 0,05%/°С.— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

6.18. Схемы ключей

Многокаскадные аналоговые ключи. Неплохой способ борьбы с емкостной проводимостью ПТ-ключей — это их покаскадное соединение (рис. 6.54). В первой схеме (*а*) емкостное прохождение сигнала (около 1% для одиночного ключа) даст в результате для всей схемы 0,01%, т. е. —80 дБ в разомкнутом состоянии. Если $R_{\text{вкл}}$=100 Ом,

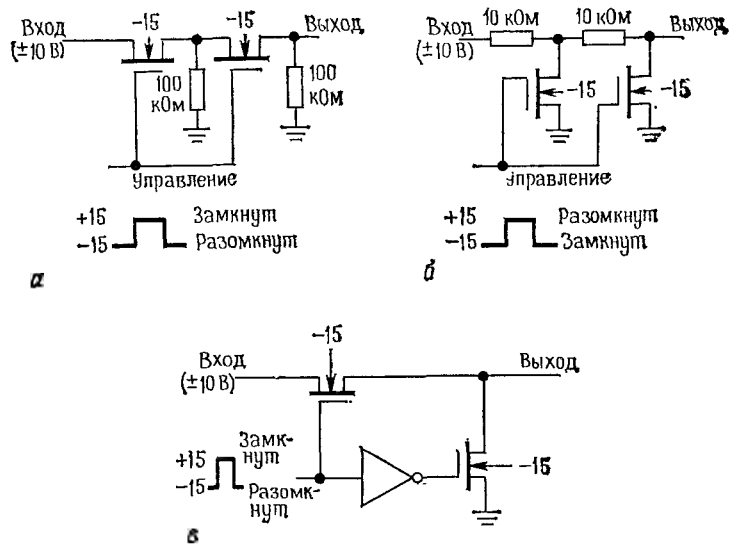


Рис. 6.54.

то сигнал не будет существенно ослаблен (коэффициент передачи порядка 99,7%) при замкнутом ключе, а это значит, что нелинейностью, вызванной изменением $R_{вкл}$ при колебаниях уровня сигнала, можно пренебречь. Чтобы получить такое же значение емкостной утечки сигнала в однокаскадном ключе, потребовался бы резистор нагрузки 1 кОм, при котором было бы недопустимое ослабление сигнала (на 10%), не говоря уже о нелинейности, вызванной изменением $R_{вкл}$ при изменении уровня сигнала.

Вторая схема делает примерно то же самое; при этом в ней используются ПТ-ключи для закорачивания сигнала на землю. В этом случае применение многоступенчатой схемы позволяет сохранить значения последовательных резисторов разумно малыми.

Третья возможность — это применение пары ключей, один из которых соединен последовательно между источником и приемником сигнала, а другой включен между выходом и землей, как показано на рис. 6.54, *в*. При противофазной работе этих двух ключей (т. е. всегда открыт только один) мы получаем наилучшую комбинацию параметров в обоих состояниях схемы, а именно очень малую утечку в выключенном состоянии и хорошую линейность без существенного ослабления во включенном состоянии. Однополярные двусторонние КМОП-ключи с управлением, гарантирующим размыкание перед замыканием, выпускаются отдельными блоками. На практике можно использовать и пару однополюсных двусторонних ключей в одном блоке. Примерами являются ИМС DG188, IH5042, IH5142, а также DG191, IH5043 и IH5143 (сдвоенные однополюсные двусторонние приборы в одном корпусе). Благодаря доступности таких КМОП-ключей легко с помощью подобных однополюсных конфигураций на два направления получать превосходные рабочие параметры.

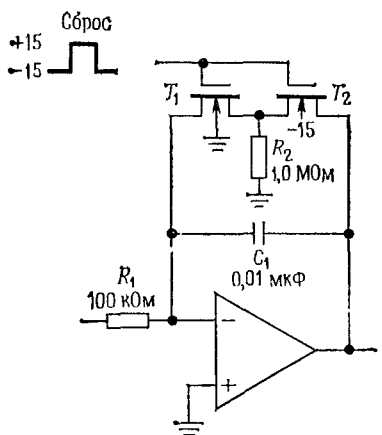


Рис. 6.55.

Усовершенствованная схема интегратора. В схемах интеграторов разд. 6.14 утечка сток — исток создает некоторый ток через суммирующую точку, когда ПТ находится в состоянии «ВЫКЛ». Это может оказаться основной причиной погрешности интегратора, построенного на ОУ со сверхмалым входным током и конденсаторе с малой утечкой. На рис. 6.55 показано остроумное схемное решение этой проблемы. Оба n-канальных ПТ переключаются синхронно, но желательно, чтобы T_1 управлялся напряжениями нулевым и +15 В, чтобы таким образом исключить воздействие утечки затвора в выключенном состоянии (нулевое напряжение затвора). Когда ПТ открыты,

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

конденсатор разряжается, как и в ранее описанных схемах, но через удвоенное сопротивление $R_{вкл}$. В выключенном состоянии ток утечки T_2 отводится на землю через резистор R_2, создавая на R_2 пренебрежимо малый перепад напряжения. Ток утечки в суммирующую точку не попадает, поскольку исток, сток и подложка T_1 имеют один и тот же уровень напряжения. Сравните эту схему с пиковым детектором «с нулевой утечкой» из разд. 3.15.

Упражнение 6.8. Предположим, что транзисторы T_1 и T_2 в выключенном состоянии ведут себя как резисторы с сопротивлением 10 000 МОм. Подсчитайте скорость дрейфа выходного сигнала интегратора, связанного с утечкой ПТ, для конфигурации на рис. 6.55 и для простой схемы сброса с одиночным ключом на рис. 6.40, когда выходной сигнал интегратора равен +10 В.

Усовершенствованная схема слежения — хранения. На рис. 6.56 показана улучшенная схема слежения — хранения. Транзисторы T_2 и T_3 являются параллельными комплементарными ключами,

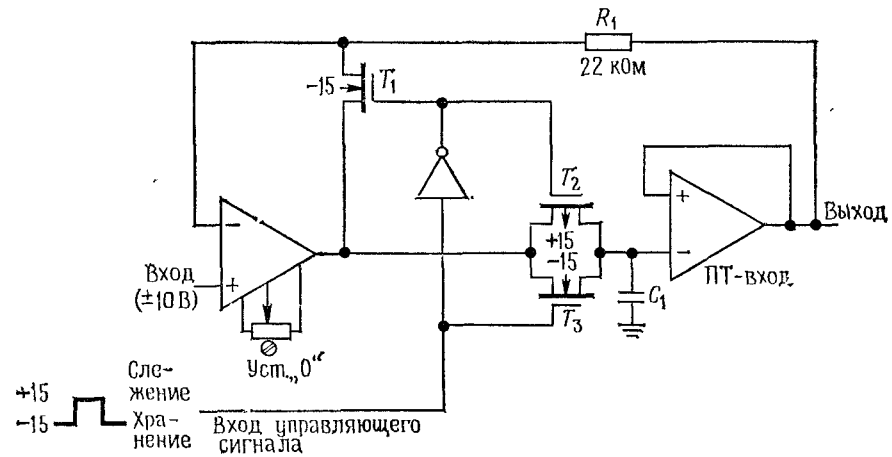


Рис. 6.56.

обеспечивающими малое сопротивление во включенном состоянии при всех уровнях сигнала. T_1 включен в состоянии хранения, препятствуя насыщению входного ОУ, что обычно создает проблему из-за времени восстановления ОУ, ограниченного его скоростью нарастания. T_1 может быть заменен парой диодов, соединенных встречно-параллельно. Второй ОУ должен иметь ПТ-вход для снижения уровня утечки.

Тот же прием, что употребляется в интеграторе (рис. 6.55) для компенсации эффектов утечки сток — исток, может быть применен и здесь. Это — указание к упражнению 6.9.

Упражнение 6.9. Модифицируйте схему слежения — хранения для исключения потерь уровня, вызванных утечкой исток — сток транзисторов T_2 и T_3. Указание: вам придется сделать следящую связь от точки соединения последовательно включенных ПТ на уровень напряжения конденсатора, но не подводите эту следящую связь прямо к конденсатору!

6.19. БиПТ-интегральные схемы

Интегральные схемы, объединяющие биполярные и полевые транзисторы, известны как БиПТ ИС. В них используются лучшие свойства обоих типов приборов, сочетая традиционную технологию аналоговых схем ОУ, компараторов и т. д. с ультрамалыми значениями тока входного сигнала у ПТ. Мы будем разделять БиПТ на БиПТ с p — n-переходом и БиМОП ИС.

ОУ с входным p-канальным транзистором с p—n-переходом. Прежде всего отметим, что p-канальные ПТ с p — n-переходом проще других изготовить в одном кристалле с биполярными транзисторами. Это ПТ с малым напряжением отсечки, порядка 1—2 В. Серии ПТ ОУ 355—357 представляют собой известный пример такого рода ИМС. Входной каскад таких схем состоит из двух p-канальных ПТ с p — n-переходом с напряжением на истоках U_+, задаваемым источником тока (рис. 6.57). Есть несколько интересных особенностей этой входной схемы. Во-первых, оказывается, что для ПТ с p — n-переходом существует такое значение тока стока, при котором $U_{зи}$ не зависит от температуры (см. рис. 6.11). Это значение обычно лежит в диапазоне от 25 до 200 мкА, и разумно выбрать его в качестве рабочего диапазона для входных ПТ схем 355—357 с целью минимизации дрейфа напряжения сдвига. Получающийся температурный коэффициент для напряжения сдвига (обычно 5 мкВ/°С) вполне удовлетворителен даже по стандартам для биполярных транзисторов (он не хуже, чем, например, у схемы 7_t).

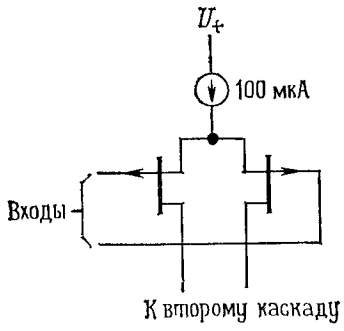


Рис. 6.57.

Во-вторых, при упомянутых малых токах стока транзисторы близки к отсечке, а это означает, что положительное смещение затвора относительно истока имеет значение порядка 1 В. Отсюда следует, что диапазон синфазного входного сигнала расширяется до напряжения положительного питания или даже несколько больше. Это свойство полезно во многих применениях, например в источниках питания постоянного тока, чувствительных к повышенному напряжению.

Остальная часть ОУ построена на биполярных транзисторах: дифференциальный каскад с емкостной компенсацией по схеме Миллера, за которым следует обычный пушпульный (комплементарный) повторитель с единичным коэффициентом усиления и с защитой по типу ограничения тока. Другим примером ИМС БиПТ может служить LF311 — ПТ — аналог известного компаратора 311.

МОП-транзисторы в ОУ. p-Канальные МОП-транзисторы обогащенного типа используются во многих БиПТ-схемах ОУ, в частности в сериях 3130/3140/3160 и в микромощном ОУ ICH8500. Обычный входной каскад опять-таки представляет собой p-канальную дифференциальную пару со смещением от источника тока, работающую на нагрузку в виде токового зеркала на биполярных транзисторах. Так как МОП-транзистор легко может быть поврежден статическим электричеством, в схему входа добавлены защитные диоды.

Ситуация с синфазным входным сигналом здесь также несколько своеобразна. Поскольку входные транзисторы суть устройства обогащенного типа, постольку входы могут возбуждаться напряжением, меньшим отрицательного питания на 0,5 В. Это удобно для схем с однополярным питанием. Операционные усилители с МОП-транзисторными входами имеют наименьшие значения входного тока (для ICH8500 поразительная величина: 0,01 пА во всем диапазоне температур).

Схемы 3130/3160 используют МОП-транзисторы и в выходном каскаде. Таким образом достигается возможность изменения выходного сигнала во всем диапазоне между двумя напряжениями питания — очень полезное свойство для схем, у которых ожидаемый выходной сигнал может доходить до значений напряжений питания. Как пример такой схемы вспомним генератор треугольных импульсов, описанный в разд. 3.28. Используемые здесь ОУ имеют выходной диапазон, меньший напряжения питания, и не могут работать до ± 15 В. Их дифференциальное входное напряжение ограничено скромной цифрой ± 8 В. Недорогие БиМОП-схемы серии CA080 будут работать во всем диапазоне стандартного питания ± 15 В и имеют расширенные диапазоны синфазного и дифференциального входного сигнала. Их дополняет популярная и недорогая серия TL080 БиПТ с p — n-переходом ОУ.

Во многих других аналоговых устройствах также можно получить некоторые преимущества за счет применения БиПТ- или БиМОП-технологии. Приведем как пример двойной компаратор 3920 с МОП-транзисторными входами и монолитную ИМС слежения — хранения LF398, в которой используются в качестве аналоговых ключей p-канальные ПТ с p — n-переходом.

Аналоговые ИС, построенные с применением МОП-транзисторов, имеют некоторые недостатки; из них наиболее заметны высокий уровень шума и тенденция напряжения смещения к временному дрейфу при наличии дифференциального входного напряжения. Эти эффекты рассматриваются в гл. 7 в связи с конструированием прецизионных и малошумящих схем.

6.20. Мощные МОП-транзисторы

МОП-транзисторы обогащенного типа, способные работать при высоком напряжении и сильных токах, появились недавно и притом по вполне доступным ценам. Они выпускаются под названиями VMOП (вертикальная МОП-структура с V-образной канавкой) и HEXFET [1];

[1] HEXFET (Г—ПТ) структуры с гексагональной (шестиугольной) формой истока. Так же как и в VMOП, в них используется короткий «вертикальный» канал (непланарная технология), причем стоком служит подложка.— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

в последних используется процесс, разработанный фирмой International Rectifier (IR). Эти приборы имеют прекрасные характеристики по току и напряжению. Семейство HEXFET включает приборы с максимальным током стока до 28 А, максимальным напряжением сток — исток 100 В и максимальным сопротивлением во включенном состоянии 0,055 Ом. Выпускаются и другие типы — с напряжением пробоя 400 В. В США целый ряд фирм, таких, как Siliconix, Supertex, IR, и еще более крупных производителей полупроводниковой аппаратуры (Motorola, RCA, TI), занимаются выпуском мощных МОП-транзисторов. В Японии, где этот процесс был впервые разработан, мощные МОП-транзисторы также выпускаются несколькими компаниями. Небольшие VMOП-приборы стоят меньше доллара, и возможность их использования в схемах, традиционно выполняемых на мощных биполярных транзисторах, заслуживает внимания. Среди прочих преимуществ мощных МОП-транзисторов отметим высокое входное сопротивление (однако остерегайтесь высокой входной емкости, особенно для сильноточных устройств) и полное отсутствие вторичного пробоя или саморазогрева. Так как ток стока МОП-транзистора падает при увеличении температуры, в них не происходит слияния «горячих точек», что ведет к вторичному пробою в биполярном транзисторе, и поэтому область безопасной работы здесь ограничена только предельно допустимой мощностью рассеяния (см. график зависимости допустимого коллекторного тока от напряжения на коллекторе, разд. 5.07). Усилители мощности на МОП-транзисторах не имеют неприятных тенденций к уходу параметров, за которые мы «так любим» биполярные транзисторы, и наконец, мощные МОП-транзисторы могут быть включены без токовыравнивающих резисторов, которые для биполярных транзисторов необходимы.

Как и насыщенный ключ, мощный МОП-транзистор естественно использовать как выходное устройство для сопряжения маломощных логических схем, таких, как КМОП или даже старый добрый ТТЛ. Некоторые из таких приборов имеют специфицированные значения $R_{вкл}$ всего лишь при 5 В возбуждения затвора, поэтому они могут работать прямо от ТТЛ (используйте «подтягивающий» к $+U_{КК}$ резистор), но VMOП-устройства с наибольшими токами требуют уровней возбуждения КМОП (т. е. работают от 10—15 В) для хорошего включения. На рис. 6.58 показан пример ключа КМОП, управляющего сильноточной нагрузкой.

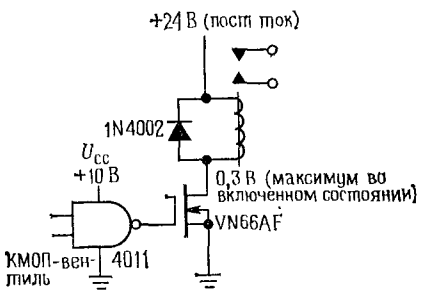


Рис. 6.58. На схеме показано мощное реле Magnegraft W97CPX-2 (ток обмотки 100 мА, ток контактов 25 А).

Помните, что МОП-транзистор во включенном состоянии при малых значениях стокового напряжения ведет себя как малое сопротивление

Таблица 6.4

Мощные МОП-транзисторы

Тип	Защита затвора[1])	$U_{СИ\ пр}$, В		I_C, А	$R_{вкл}$, Ом	$U_{ЗИ}$,* В	$U_п^{2)}$, В		$C_{ЗС}^{3)}$, пФ	$\theta_{пер\ к}$, °С/Вт	$P_{расс}$, Вт ($T_{корп}$ = 75°С)	Корпус	Примечания
		обратное	прямое	макс	макс.		мин	макс.	макс.				
n-Канальные													
VN10KM	>	60	15	0,5	5	10	0,3	2,5	2	125[4])	0,6	TO-92+	Siliconix, малый корпус, недорогой
VN33A	—	35	30	2	1,8	10	0,8	2	10	5	15		
VN66A	—	60	30	2	3	10	0,8	2	10	5	15	TO-3	Siliconix
VN98A	—	90	30	2	4	10	0,8	2	10	5	15		
VN64GA	—	60	30	12,5	0,4	12	1	4[5])	40	1,6	50	TO-3	Siliconix
VN66A	>	60	0,3	15	2	3	10	0,8	—	10	.8	9	TO-232	Недорогой, $R_{вкл}$ = 5 Ом при 5 В
VN88A	>	80	0,3	15	2	4	10	0,8	4[5])		8	9		Недорогой
VN1200A	—	120	20	20	20	0,1	10	3	5[5])	100	1,1	70	TO-3	Siliconix, недорогой, бывает также в корпусе TO-220
VN4000A	—	400	20	20	8	1	10	3	5[5])	30	1,2	60	TO-3	
2SK133—	—	120	14	14	7	1,7	12	0	1,5[6])	15	1,25	60	TO-3	Hitachi, комплементарный 2SJ48-50
2SK135	—	160	14	14	7	1,7	12	0	1,5[6])	15	1,25	60	»	
IRF130—	—	100	20	20	12	0,18	10	1	3	100	1,67	45	TO-3	HEXFET (Г-ПТ)
IRF133	—	60	20	20	10	0,25	10	1	3	100	1,67	45	»	
IRF150—	—	100	20	20	28	0,055	10	1	3	500	0,83	90	TO-3	Превосходные характеристики, наименьшее $R_{вкл}$, HEXFET (Г-ПТ)
IRF153	—	60	20	20	24	0,08	10	1	3	500	0,83	90	»	
IRF530—	—	100	20	20	10	0,18	10	1,5	3,5	100	1,67	45	TO-220	Пластмассовый корпус, IIEXFET (Г-ПТ)
IRF533	—	60	20	20	8	0,25	10	1,5	3,5	100	1,67	45	»	
IRF330—	—	400	20	20	4	1	10	1	3	20	1,67	45	TO-3	HEXFET (Г-ПТ)
IRF333	—	350	20	20	3,5	1,5	10	1	3	20	1,67	45	»	

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Продолжение

Тип	Защита затвора[1]	$U_{СИ\ пр}$, В	$U_{ЗИ\ пр}$, В		I_C, А	$R_{вкл}$, Ом	* $U_{ЗИ}$, В	$U_п$[2], В		$C_{ЗС}$[3], пФ	$\theta_{пер\ к}$, °С/Вт	$P_{расс}$, Вт $T_{корп}$ = =75°С	Корпус	Примечания
			обратное	прямое	макс.	макс.		мин.	макс.	макс.				
IRF350—	—	400	20	20	11	0,3	10	1	3	200	0,83	90	TO-3	Превосходные характеристики, высоковольтный, HEXFET (Г-ПТ)
IRF353	—	350	20	20	10	0,4	10	1	3	200	0,83	90	»	
IRF730—	—	400	20	20	3,5	1	10	1,5	3,5	20	1,67	45	TO-220	Пластмассовый корпус, HEXFET (Г-ПТ)
IRF733	—	350	20	20	3	1,5	10	1,5	3,5	20	1,67	45	»	
2N6656	V	35	0,3	15	2	1,8	10	0,8	2	10	5	15	TO-3	
2N6657	V	60	0,3	15	2	3	10	0,8	2	10	5	15		
2N6658	V	90	0,3	15	2	4	10	0,8	2	10	5	15		
2N6659	V	35	0,3	15	2	1,8	10	0,8	2	10	15	5	TO-39	2N6656-58 в корпусе TO-39
2N6660	V	60	0,3	15	2	3	10	0,8	2	10	15	5		
2N6661	V	90	0,3	15	2	4	10	0,8	2	10	15	5		
VN016N3	—	60	20	20	2	4	10	0,8	2,4	10	125[4]	0,6	TO-92	Supertex Inc.; выпускается в различных корпусах на различное напряжение; комплементарные серии VP.
VN0206N2	—	60	20	20	4	2	10	0,8	2,4	20	20	3,75	TO-39	
VN1206N5	—	60	20	20	16	0,4	10	0,8	2,4[5]	50	8	9	TO-220	
VN0340N1	—	400	20	20	4	3	10	1	3[5]	25	5	15	TO-3	
IVN5200TND	—	40	30	30	4	0,5	10	0,8	2[7]	60	10	7,5	TO-39	Intersil
IVN5200TNF	—	80	30	30	4	0,5	10	0,8	2[7]	60	10	7,5		
IVN5200KND	—	40	30	30	5	0,5	10	0,8	2[7]	60	2,5	30	TO-3	Intersil; выпускается в TO-220 и TO-66.
IVN5200KNF	—	80	30	30	5	0,5	10	0,8	2[7]	60	2,5	30		
p-Канальные														
2SJ48—	—	120	14	14	7	1,7	12	0	1,5[6]	15	1,25	60	TO-3	Hitachi; комплементарны 2SK133-35.
2SJ50	—	160	14	14	7	1,7	12	0		15	1,25	60		

Продолжение

Тип	Защита затвора[1]	$U_{СИ\ пр}$, В	$U_{ЗИ\ пр}$, В		I_C, А	$R_{вкл}$, Ом	* $U_{ЗИ}$, В	$U_п$[2], В		$C_{ЗС}$[3], пФ	$\theta_{пер\ к}$, °С/Вт	$P_{расс}$, Вт $T_{корп}$ = =75°С	Корпус	Примечания
			обратное	прямое	макс.	макс.		мин.	макс.	макс.				
VP0106N3	—	60	20	20	1	8	10	1,5	3,5	10	125[4]	0,6	TO-92	Supertex Inc; выпускается на различные напряжения и в различных корпусах; комплементарны серии VN.
VP0206N2	—	60	20	20	2	4	10	1,5	3,5	20	20	3,75	TO-39	
VP1206N5	—	60	20	20	6	0,6	10	1,5	3,5[5]	50	8	9	TO-220	
VP0800A	—	80	20	20	2	2	10	3	5	—	1,1	70	TO-3	Siliconix; недорогой.
Тип СВЧ (*n*-канальные)														
VMP4	—	60	30	30	2	—	—	—	—	6,5	5	15	ребристый	Siliconix; 10 дБ при 20 МГц
DV1006	—	65	40	40	2	—	—	—	—	3,5	4,4	17	то же	Siliconix; 25 Вт 10 дБ при 175 МГц
DV1007	—	65	40	40	4					7	2,2	35	»	Siliconix; 50 Вт 10 дБ при 175 МГц
DV1008	—	65	40	40	8	—	—	—	—	14	1,1	70	»	Siliconix; 100 Вт 10 дБ при 175 МГц

[1]) Диоды защиты затвора по нескольким причинам являются лишней роскошью для разработчиков мощных МОП-транзисторов. Мощные МОП-транзисторы с их большой входной емкостью обладают большим запасом электропрочности и не так легко повреждаются. Диоды защиты входа снижают границы диапазона затвора в сторону «ВЫКЛ» и сами могут выходить из строя. Но старые привычки отмирают медленно, и все еще выпускаются мощные МОП-транзисторы с защитой затвора. [2]) I_C=1 мА. [3]) $U_{СЗ}$=25 В. [4]) $\theta_{пер.\ ср.}$ [5]) I_C=10 мА. [6]) I_C=100 мА. [7]) I_C=5 мА.
* Напряжение измерения $R_{вкл.\ макс}$.

Удачные схемы

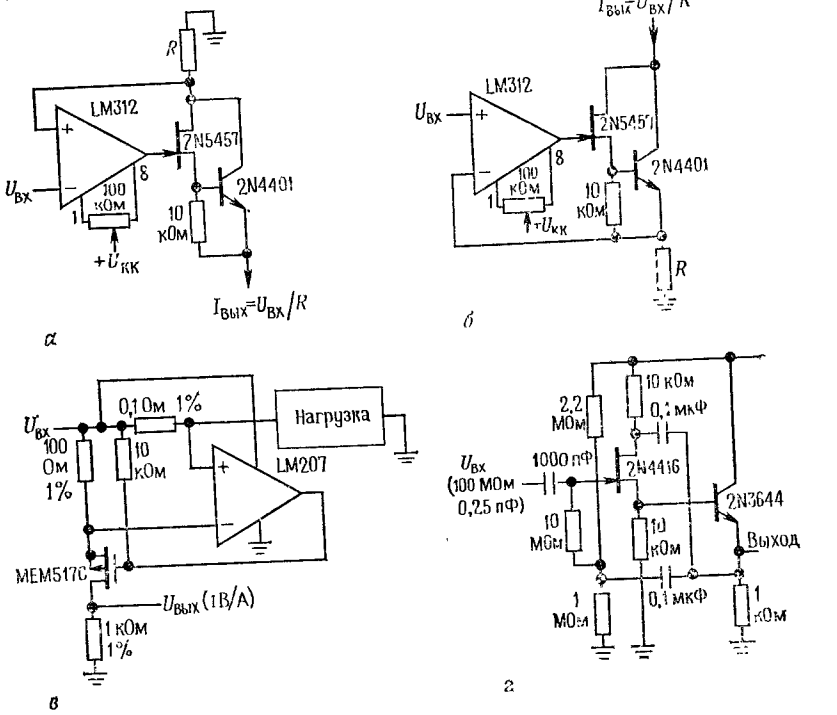
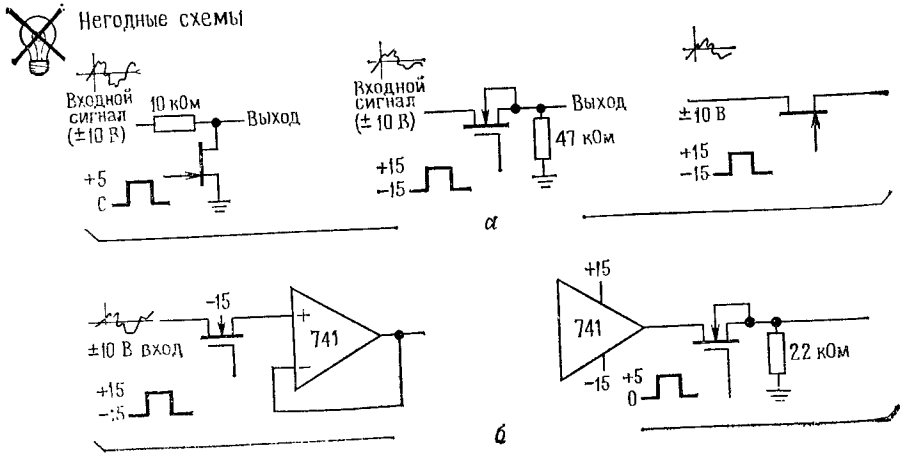


Рис. 6.59.
а — прецизионный источник тока; *б* — прецизионный приемник тока; *в* — амперметр; *г* — повторитель с большим входным сопротивлением.

Негодные схемы



Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

(а не как насыщенный биполярный транзистор). Это может оказаться выгодным, так как напряжение на нем стремится к нулю при малых токах стока; с другой стороны, это значит, что напряжение стока меняется линейно вместе с током стока, а не имеет довольно резкую характеристику насыщения, как у мощного биполярного транзистора.

Мощные МОП-транзисторы выпускаются также в виде *p*-канальных приборов, хотя среди *n*-канальных приборов их разновидностей гораздо больше. Устройства с малой емкостью, такие, как VMP4 и DV1000 в мощных «ленточных» корпусах фирмы Siliconix, можно

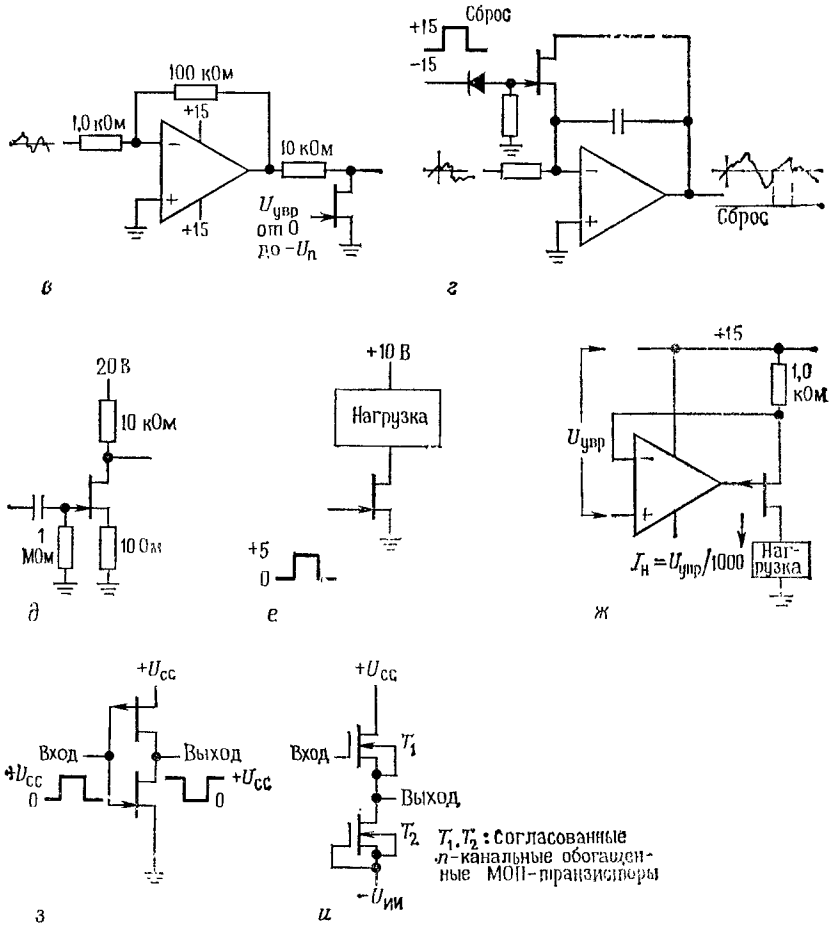


Рис. 6.60.
а — аналоговые ключи; *б* — ОУ с коммутирующими ключами; *в* — регулятор усиления на ПТ; *г* — интегратор со схемой сброса; *д* — усилитель с усилением по напряжению 1000; *е* — логический ключ; *ж* — источник тока; *з* — комплементарный инвертор на ПТ с *p*—*n*-переходом; *и* — повторитель с нулевым сдвигом.

использовать в радиочастотных схемах. В ближайшие несколько лет мы, несомненно, увидим расцвет этой относительно новой технологии. Для выбора типов схем, доступных на данный момент, см. табл. 6.4.

СХЕМЫ, ПОНЯТНЫЕ БЕЗ ПОЯСНЕНИЙ

6.21. Удачные схемы

На рис. 6.59 представлена подборка хороших схем на ПТ.

6.22. Негодные схемы

На рис. 6.60 представлена подборка некорректных схемных идей; в некоторых из них имеются кое-какие тонкости. Можно многому научиться, разбираясь, почему же эти схемы работать не будут.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Глава 7

ПРЕЦИЗИОННЫЕ СХЕМЫ И МАЛОШУМЯЩАЯ АППАРАТУРА

В предыдущих главах мы имели дело со многими аспектами проектирования аналоговых схем, такими, как свойства пассивных элементов и транзисторов, ПТ и ОУ, обратная связь и т. д., и рассмотрели ряд применений этих устройств и методов схемотехники. Но в этих рассуждениях не ставился вопрос о лучшем из возможных вариантов, например о минимизации ошибок усилителя (нелинейность, дрейф и т. д.), или об усилении слабого сигнала с наименьшим искажением за счет шума усилителя. Во многих случаях эти вопросы составляют существо дела, и поэтому они являются важной частью искусства схемотехники. Поэтому в данной главе мы рассмотрим понятие «шум усилителя» и методы проектирования прецизионных схем. При первом чтении всю эту главу можно пропустить, за исключением разд. 7.10, в котором вводится понятие «шум». Для понимания следующих глав материал данной главы несуществен.

РАЗРАБОТКА ПРЕЦИЗИОННОЙ АППАРАТУРЫ НА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

В деле измерения и управления часто нужны высокопрецизионные схемы. Схемы управления должны быть точными, устойчивыми относительно температуры и времени, а их поведение — предсказуемым. Точно так же и ценность измерительного прибора зависит от его точности и стабильности. Почти во всех областях электроники существует желание сделать все более точно. Можете называть это стремлением к совершенству. Даже если нам и не нужна такая высочайшая точность, все равно приятно иметь точные приборы, чтобы знать, что происходит.

7.01. Соотношение точности и динамического диапазона

Понятия *точность* и *динамический диапазон* легко спутать, потому что иногда одна и та же аппаратура используется для достижения и того, и другого. Разницу лучше всего пояснить на примере: у пятизначного цифрового многошкального прибора — прецизионная точность; измерения напряжения им делаются с точностью 0,01% и выше. Такое устройство также имеет широкий динамический диапазон — от милливольт до вольт на одной и той же шкале. Прецизионный деся-

тичный усилитель (например, с коэффициентом усиления, выбираемым из ряда значений 1, 10, 100) и прецизионный опорный источник напряжения имеют достаточную точность, но не обязательно широкий диапазон. Примером устройства с большим динамическим диапазоном, но скромной точностью является шестидекадный логарифмический усилитель (ЛУ), построенный на тщательно подогнанных ОУ, но с применением элементов, имеющих точность всего лишь 5%; даже при использовании более точных элементов ЛУ может иметь ограниченную точность за счет несоответствия при крайних значениях тока характеристик используемого для преобразования транзисторного перехода логарифмической зависимости. Другой пример устройства с широким динамическим диапазоном (диапазон входного тока больше чем 10 000 : 1) при скромной точности 1% — это кулонометр, описанный в разд. 9.27. Вначале он был спроектирован для определения заряда электрохимического элемента — величины, которую достаточно знать с точностью 5%, но которая образуется в результате действия тока, изменяющегося в широком диапазоне. Общим свойством устройств с широким динамическим диапазоном является то, что входное смещение должно быть тщательно отрегулировано для обеспечения пропорциональности при уровне сигнала, близком к нулю. При проектировании прецизионной аппаратуры это также необходимо, но там для удержания суммарной погрешности в рамках так называемого бюджета погрешности требуются также прецизионные элементы, устойчивые генераторы опорных напряжений, а также внимание ко всем возможным источникам погрешностей.

7.02. Бюджет погрешностей схемы

Несколько слов о *бюджете погрешности*. Начинающие проектировщики часто попадают в ловушку, считая, что несколько стратегически правильно расположенных прецизионных элементов дадут устройство с прецизионными параметрами. В каких-то редких случаях, может быть, так и выйдет. Но даже схема, битком набитая резисторами 0,01% и дорогостоящими ОУ, не оправдает ожиданий, если смещение входного тока, умноженное на сопротивление источника, даст погрешность смещения напряжения, например, 10 мВ. Подобного рода погрешности встречаются почти в любой схеме, и важно их устранить, хотя бы для того, чтобы найти место, где требуется устройство с лучшими параметрами или замена схемы. Такой подсчет бюджета погрешностей рационализирует проектирование, во многих случаях позволяет обойтись недорогими элементами и дает возможность точно оценить характеристики схемы.

7.03. Пример схемы: прецизионный усилитель с автоматическим выбором нуля

Для иллюстрации предшествующих рассуждений спроектируем схему прецизионного декадного усилителя с автоматическим поиском начального уровня. Это устройство позволяет зафиксировать

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

некоторое значение входного сигнала и усиливать его последующие отклонения от этого уровня с коэффициентом, точно равным 10, 100 или 1000. Это может оказаться весьма удобным в эксперименте, при котором измеряется малое отклонение какой-нибудь величины (например, прохождения света или поглощения радиочастоты) при изменении условий эксперимента. Обычно трудно точно измерить малое изменение большого сигнала постоянного тока из-за дрейфа и неустойчивости усилителя. В такой ситуации нужна схема с предельной прецизионностью и устойчивостью. Мы будем описывать методы и ошибки, встречающиеся при проектировании этой конкретной схемы, в рамках общего описания процесса прецизионного проектирования и таким образом безболезненно изложим то, что могло бы стать иначе утомительным поучением. Одно предварительное замечание: заманчивой альтернативой к описываемой чисто аналоговой схеме могла бы быть цифровая аппаратура. (Следите за захватывающими открытиями в следующих главах!) Проектируемая схема изображена на рис. 7.1.

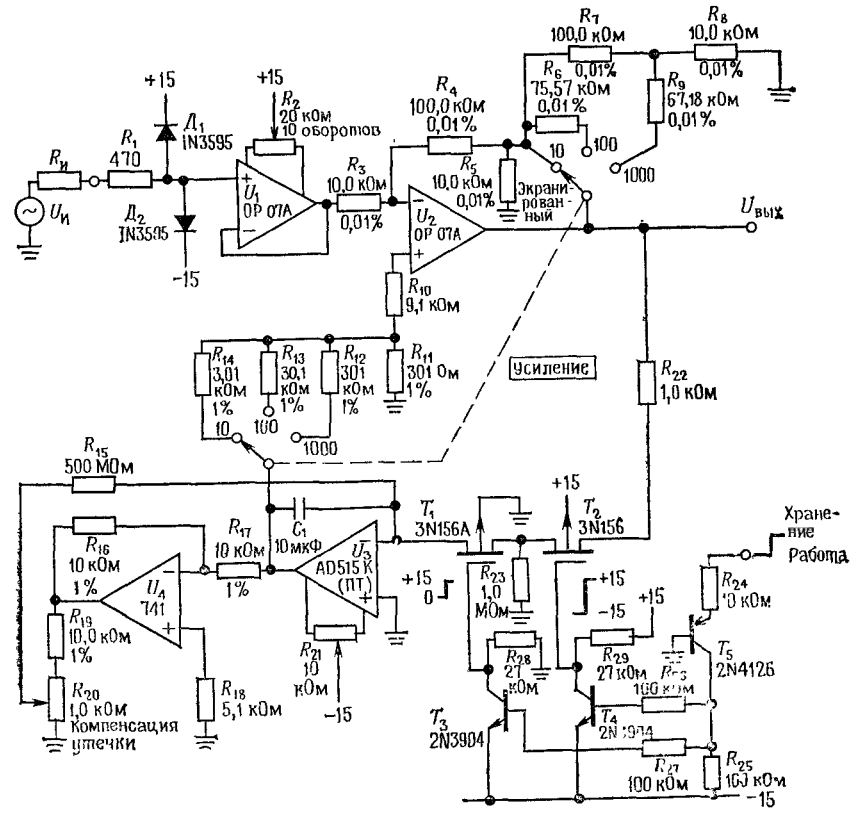


Рис. 7.1. Лабораторный усилитель постоянного тока с автоматическим выбором нуля.

Описание схемы. Основой схемы является повторитель (U_1), подключенный ко входу инвертирующего усилителя с переключаемым коэффициентом усиления (U_2), выход которого смещается сигналом, приложенным к его неинвертирующему входу. Транзисторы T_1 и T_2 — это ПТ (см. гл. 6), примененные как простые аналоговые ключи; T_3 — T_5 используются для формирования уровней управления ключами от входного логического сигнала. Транзисторы T_1 — T_4 можно заменить на реле или, если угодно, на выключатели. Можете их представить себе как простые однополюсные переключатели на одно направление (1П1Н). Когда логический входной сигнал имеет высокий уровень («хранение»), ключи T_1 и T_2 замкнуты и U_3 заряжает аналоговый конденсатор «памяти» (C_1) до уровня, необходимого для поддержания нулевого входного сигнала U_2. При этом схема не делает «никаких попыток» отслеживать быстрые изменения сигнала, но в применениях, для которых эта схема предназначена, все сигналы — постоянного тока, и даже желательно их несколько сгладить. Когда ключ размыкается, напряжение на конденсаторе фиксируется, а потому выходной сигнал оказывается пропорциональным последующему отклонению входного сигнала. Перед дальнейшим изложением следует остановиться на некоторых дополнительных особенностях схемы. (а) U_4 включен в схему первого порядка компенсации тока утечки конденсатора C_1; конденсатор имеет тенденцию медленно разряжаться через собственное сопротивление утечки (минимум 100 Том, т. е. постоянная времени около двух недель!); ток утечки компенсируется небольшим заряжающим током через R_{15}, пропорциональным напряжению на конденсаторе C_1. (б) Вместо одинарного ПТ-ключа применены два ключа, соединенные последовательно в «защищенное от утечки» устройство. Небольшой ток утечки T_2 в положении «выкл» проходит на землю через R_{23}, поэтому напряжение на стоке T_1 не превышает по уровню единиц милливольт по отношению к земле. Поскольку нет сколько-нибудь заметного перепада напряжений на T_1, то нет и сколько-нибудь заметной утечки! (Подобные приемы см. в разд. 3.15 и 6.18). (в) Запоминаемое напряжение с выхода ослабляется делителями на резисторах R_{11}—R_{14} в соответствии с установленным коэффициентом усиления. Это делается во избежание трудностей с динамическим диапазоном и точностью U_3, так как ошибки дрейфа в схеме, запоминающей начальный уровень, не усиливаются на U_2 (подробности см. далее).

7.04. «Бюджет погрешностей» при проектировании прецизионной схемы

Для каждой схемной погрешности и соответствующей стратегии проектирования мы отведем несколько параграфов общей дискуссии, проиллюстрированные на предыдущей схеме. Схемные погрешности можно разделить на следующие категории: а) погрешности элементов внешних цепей; б) погрешности ОУ или усилителей, связанных с входными схемами; в) погрешности ОУ, связанных с выходными схемами. Примерами этих категорий являются соответственно допуски резисторов, сдвиг входного напряжения и погрешности, связанные с конечной скоростью нарастания.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Давайте начнем подсчитывать наш бюджет погрешности. В основе его лежит желание удержать погрешность, приведенную ко входу, в пределах 10 мкВ, дрейф выхода — ниже 1 мВ в 10 мин и точность коэффициента усиления — около 0,01%. Как и в любом бюджете, каждый пункт выясняется в результате исследования того, чего можно добиться с помощью доступных методов и аппаратуры. В некотором смысле бюджет погрешности — это результат проектирования, а не его исходный пункт. Тем не менее нам удобней иметь его сейчас.

Бюджет погрешности (значения наихудшие)

1. Буферный усилитель U_1. Погрешности, приведенные ко входу (напряжение):

Температура	2,4 мкВ/4°С
Время	1,0 мкВ/мес
Источник питания	1,0 мкВ/100 мВ изменения
Ток смещения	2,0 мкВ/1 кОм $R_{И}$
Нагрев от тока нагрузки	0,5 мкВ на полной шкале 10 В

2. Усилительный каскад U_2. Погрешности, приведенные ко входу (напряжение):

Температура	2,4 мкВ/4°С
Время	1,0 мкВ/мес
Источник питания	1,0 мкВ/100 мВ изменения
Токовый дрейф отклонения смещения	1,0 мкВ/4°С
Нагрев током нагрузки	1,0 мкВ при полной шкале

3. Усилитель хранения U_3. Погрешности, приведенные ко входу (напряжение):

Температурный коэффициент сдвига	60 мкВ/4°С
Источник питания	10 мкВ/100 мВ изменения
Потери в конденсаторе (см. бюджет тока)	100 мкВ/мин

Погрешности тока, протекающего через C_1 (нужны для бюджета погрешностей по напряжению):

Утечка конденсатора	
максимум (некомпенс.)	100 пА
типичная (компенс.)	10 пА
Входной ток U_3	0,2 пА
Сдвиг напряжения U_3 и U_4/R_{15}	1,0 пА
Утечка ПТ-ключа в состоянии «выкл»	0,5 пА
Утечка по печатной плате	5,0 пА

Смысл различных «статей» этого бюджета будет выясняться по мере описания возможностей для выбора, которые будут встречаться при проектировании этой схемы. Мы будем следовать порядку перечисленных категорий погрешностей: компоненты цепей, приведенные ко входу погрешности входного усилителя, погрешности выходного усилителя.

7.05. Погрешности внешних цепей

Степень точности источников опорного напряжения, источников тока, коэффициентов усиления усилителей и т. д. зависит от точности и стабильности резисторов, применяемых во внешних цепях. Даже если прецизионность прямо не требуется, точность элементов может все равно дать значительный эффект, например в подавлении синфазных помех в дифференциальном усилителе, собранном на ОУ (разд. 3.09), где отношения двух пар резисторов должны быть точно согласованы. Точность и линейность интеграторов и импульсных генераторов зависит от свойств применяемых конденсаторов, равно как и свойства фильтров, контуров настройки и т. д. Как мы вскоре увидим, в схеме существуют такие цепи, где точность значений компонент является критическим моментом, и такие цепи, где она едва ли играет роль.

Элементы обычно специфицированы по начальной точности, так же как и по изменению значения параметров со временем (стабильность) и температурой. Есть и дополнительные спецификации по коэффициенту напряжения (нелинейность) и необычным эффектам, таким, как «память» и диэлектрическое поглощение для конденсаторов. Полная спецификация включает также эффекты от циклических температурных изменений и пайки, ударов и вибраций, кратких перегрузок и влажности с точно определенными условиями измерений. Как правило, у элементов с лучшей исходной точностью остальные параметры также соответственно лучше, это делается с целью поднять общую стабильность на уровень, сравнимый с уровнем исходной точности. Тем не менее общая погрешность, порождаемая остальными эффектами, может превзойти указанный начальный допуск. Будьте бдительны!

Вот пример. Металлопленочный резистор с допуском 1% RN55C имеет следующие паспортные данные: температурный коэффициент $5 \cdot 10^{-5}$/°C в диапазоне от —55 до 175°C; коэффициент стабильности по отношению к циклическим изменениям температуры и нагрузки, а также к пайке — 0,25%, к ударам и вибрации — 0,1%, к влажности — 0,5%. Для сравнения: у композитно-углеродистого резистора эти показатели таковы: температурный коэффициент — 3,3% в диапазоне от 25 до 85°C, пайка и циклическая нагрузка — 4—6%, удар и вибрация — 2%, влажность — 6%. Из этих цифр легко понять, что нельзя отбирать с помощью точного цифрового омметра для работы в прецизионной схеме углеродистые резисторы, которые окажутся в пределах 1% от нужного номинального значения, а следует взять 1%-ный резистор или лучше, рассчитанный как на долговременную стабильность, так и на начальную точность. Для исключительно высокой точности следует применять проволочные резисторы, выпускаемые с допуском 0,01%.

„Нуль"-усилитель: погрешности элементов. В описываемой схеме (рис. 7.1) резисторы R_3 — R_9 с допуском 0,01%, примененные в цепи, устанавливающей коэффициент усиления, дают возможность очень точно задать значение коэффициента усиления. Как мы увидим дальше, значение R_3 выбирается путем компромисса, так как малые его значения уменьшают погрешность от тока сдвига U_3, но увеличивают нагрев и тепловой дрейф U_1. Когда значение R_3 задано, то приходится усложнять цепь обратной связи для того, чтобы значения резисторов были меньше 301 кОм — наибольшего значения сопротивления доступных прецизионных резисторов с допуском 1%. Этот прием обсуждался в разд. 3.18. Заметьте, что резисторы с допуском 1% применены также и в цепи аттенюатора начального отклонения (R_{11} — R_{14}); точность здесь несущественна, а пленочные резисторы взяты только ради стабильности.

В этой схеме, как показывает бюджет погрешности, наибольшую погрешность дает утечка конденсатора хранения C_1. Конденсаторы, предназначенные для работы с малыми утечками, специфицируются по утечке — иногда в виде сопротивления утечки, иногда в виде постоянной времени (мегаом × микрофарада). В нашей схеме C_1 должен иметь значение не меньше по крайней мере нескольких микрофарад, чтобы скорость заряда от токов погрешности других элементов была малой (см. бюджет). В этом диапазоне емкостей наименьшей утечкой обладают полистироновые, поликарбонатные и полисульфоновые конденсаторы. Выбранный нами конденсатор имеет утечку по спецификации 1 000 000 мегаом × микрофарад, т. е. параллельное сопротивление утечки равно по крайней мере 100 000 МОм. Но даже и при этом ток утечки при полном выходном напряжении будет 100 пА, что соответствует скорости падения напряжения на выходе около 1 мВ/мин — составляющая погрешности, намного превышающая остальные. Поэтому мы и добавили описанную выше схему компенсации утечки. Мы имеем право предположить, что действительная утечка может быть таким образом уменьшена до 0,1 от значения, указанного в паспорте конденсатора (на самом деле улучшение намного больше). От схемы компенсации утечки не требуется большой стабильности, поэтому наши требования здесь скромны. Как мы увидим при обсуждении влияния сдвигов напряжения, значение R_{15} намеренно выбирается большим, чтобы сдвиг входного напряжения U_3 не создавал заметных погрешностей по току.

Говоря об ошибках, которые порождаются самими внешними по отношению к усилителям элементами, следует отметить, что утечка у ПТ-ключа обычно лежит в диапазоне 1 нА — значение для данной схемы совершенно неприемлемое. Изящный и действенный метод борьбы с этим состоит в применении двух последовательно соединенных ПТ, где утечка T_2 создает на T_1 напряжение лишь в 1 мВ. (Утечкой в суммирующей точке U_3 можно пренебречь.) Этот метод иногда используется в схемах интеграторов, как было указано в разд. 6.18. Мы также использовали его в усовершенствованной схеме пикового детектора в разд. 3.15. Как будет показано ниже, U_3 выбирается таким, чтобы ток погрешности через конденсатор C_1 оставался в пикоамперном диапазоне. Здесь всюду одинаковая философия: выбирайте конфигура-

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

цию схемы и типы элементов согласно бюджету погрешности. Иногда это трудная работа, требующая хитрых приемов, а в остальном она становится легкой из-за применения стандартных навыков.

7.06. Входные погрешности усилителя

Отклонения характеристик входов ОУ от идеальных, обсуждавшиеся в гл. 3 (конечность значений входного сопротивления и входного тока, сдвиг напряжения, подавление синфазного сигнала и отклонений питания, дрейф этих величин с температурой и временем), создают, как правило, серьезные трудности при проектировании прецизионных схем и заставляют делать дополнительную работу при составлении конфигурации схемы, подборе элементов и выборе конкретного ОУ. Это лучше всего пояснить на примерах, что мы вскоре и сделаем. Заметим еще, что эти ошибки или им аналогичные существуют и у специальных схем усилителей на дискретных компонентах.

Входное сопротивление. Давайте бегло обсудим только что перечисленные источники погрешностей. Входное сопротивление образует делитель напряжения с сопротивлением источника, от которого сигнал поступает на усилитель, поэтому коэффициент усиления по отношению к расчетному снижается. Чаще всего это не проблема, поскольку входное сопротивление значительно увеличивается за счет обратной связи. Например, прецизионный операционный усилитель OP-07 со входным каскадом не ПТ, а биполярным имеет обычное значение полного сопротивления «дифференциального типа» 80 МОм. В схеме с достаточным петлевым усилением обратная связь поднимает значение «синфазного входного полного сопротивления» до 200 000 МОм. Если даже этого мало, то можно пользоваться ОУ с входным ПТ-каскадом, у которого $R_{вх}$ достигает астрономических значений.

Входной ток смещения. Это более серьезная вещь. Здесь речь пойдет о наноамперных токах, а это может вызвать микровольтные ошибки даже для малых полных сопротивлений источника порядка 1 кОм. Снова на выручку приходят ПТ, но тогда приходится мириться с большим возрастанием сдвига по напряжению как с платой за улучшение ситуации с током. Биполярные ОУ со сверхвысоким β, такие, как 312 и LM11, могут тоже иметь малый входной ток. Для примера сравним прецизионный биполярный операционный усилитель OP-07 с LM11, прецизионным ПТ ОУ AD515K и сверхслаботочным МОП-транзисторным ОУ ICH8500 (см. таблицу на 427 с.).

По сравнению с прецизионным OP-07 у хорошо спроектированного ПТ-усилителя крайне мал ток смещения, но намного больший сдвиг напряжения. Но так как сдвиг напряжения всегда можно настроить на нуль, гораздо большее значение имеет его температурный дрейф. В этом смысле ПТ-усилители имеют параметры в 20 или 100 раз хуже. В операционных усилителях с наименьшими значениями входного тока в качестве входного каскада используются МОП-транзисторы. Они становятся популярными ввиду доступности недорогих устройств, таких, как 3130, 3140 и 3160, а также устройств со сверхмалым током смещения, подобных названному ранее 8500. Однако МОП транзисторы в отличие от ПТ с p — n-переходом и биполярных транзисторов имеют большой дрейф сдвига напряжения со временем — эффект, который мы кратко обсудим. Поэтому выигрыш в погрешностях по току может быть потерян из-за возрастания погрешностей по напряжению. В любой схеме, где ток смещения может дать значительный вклад в ошибку, имеет смысл убедиться в том, что в цепях обоих входов ОУ имеется одно и то же сопротивление, как указывалось в разд. 3.12; в этом случае нас может интересовать только такой параметр ОУ, как *ток сдвига*.

	Сдвиг входного напряжения $U_{сдв.\,макс}$ при 25°C, мВ	Ток смещения $I_{см.\,макс}$, нА, при 25°C	Зависимость $U_{сдв.\,макс}$ от температуры, мкВ/°C
OP-07 (биполярный)	0,025	2	0,6
LM11 (супербета)	0,3	0,05	3
AD515K (ПТ с p—n-переходом)	1	0,00015	15
ICH8500 (МОП-транзистор)	50	0,00001	100

Помимо сказанного есть еще одно обстоятельство, которое следует помнить, применяя ОУ с ПТ-входом. Дело в том, что входной ток «смещения» есть на самом деле ток утечки затвора и что он резко растет при повышении температуры (грубо говоря, удваивается при повышении температуры на каждые 10°C). А так как ПТ ОУ часто разогреваются (ИМС 356 рассеивает в покое 150 мВт), то истинный входной ток может быть значительно выше указанного в таблице при 25°C. Входной ток ОУ с входным биполярным каскадом и на самом деле есть ток базы, и с ростом температуры он падает. Поэтому ОУ с ПТ-входом с его впечатляющими на бумаге данными по входному току может не дать большого улучшения по сравнению с хорошим биполярным устройством со сверхвысоким значением β. Пример: AD545 с входным током 1 пА при 25°C будет иметь входной ток 15 пА при температуре чипа 65°C, а это столько же, сколько и у LM316A со сверхвысоким β или у LM11 при той же температуре. Популярная серия ПТ ОУ355 имеет входной ток, который сравним с входным током LM316A или LM11 при 25°C, но во много раз больше при повышенной температуре.

Сдвиг напряжения. Сдвиг напряжения на входе — очевидный источник погрешности. Так как он может быть настроен на нуль, то единственно существенным является дрейф сдвига со временем из-за изменений температуры и напряжения питания. В этом смысле превосходными параметрами обладают прецизионные биполярные ОУ вроде

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Электрические характеристики			OP-07A			OP-07			
Если не оговорено иное, то характеристики даны при $U_{пит}=\pm 15$ В, $T_{ср}=25°C$									
Параметр	Обозначение	Условия испытаний	Мин.	Тип	Макс.	Мин	Тип.	Макс.	Ед. изм.
Сдвиг входного напряжения	$U_{сдв}$	[1]		10	25		30	75	мкВ
Временная стабильность входного напряжения	$U_{сдв}$/Время	[2]		0,2	1,0	—	0,2	1,0	мкВ/мес
Входной ток сдвига	$I_{сдв}$		—	0,3	2,0	—	0,4	2,8	нА
Входной ток смещения	$I_{см}$		—	0,7	±2,0	—	1,0	3,0	нА
Входной шум напряжения	$e_{ш\ п-п}$	От 0,1 до 10 Гц [3]	—	0,35	0,6	—	0,35	0,6	мкВ (от пика к пику)
Плотность входного шума напряжения	$e_ш$	$f=10$ Гц [3]	—	10,3	18,0	—	10,3	18,0	нВ/Гц$^{1/2}$
		$f=100$ Гц [3]	—	10,0	13,0	—	10,0	13,0	нВ/Гц$^{1/2}$
		$f=1000$ Гц [3]	—	9,6	11,0	—	9,6	11,0	нВ/Гц$^{1/2}$
Ток входного шума	$i_{ш\ п-п}$	От 0,1 до 10 Гц [3]	—	14	30	—	14	30	пА (от пика к пику)
Плотность тока входного шума	$i_ш$	$f=10$ Гц [3]	—	0,32	0,80	—	0,32	0,80	пА/Гц$^{1/2}$
		$f=100$ Гц [3]	—	0,14	0,23	—	0,14	0,23	пА/Гц$^{1/2}$
		$f=1000$ Гц [3]	—	0,12	0,17	—	0,12	0,17	пА/Гц$^{1/2}$
Входное дифференциальное сопротивление	$R_{вх}$		30	80	—	20	60	—	Ом
Входное синфазное сопротивление	$R_{вх\ сиф}$		—	200	—	—	200	—	ГОм
Диапазон входного напряжения	ДВН		13,0	14,0	—	13,0	14,0	—	В
Коэффициент ослабления синфазных сигналов	КОСС	$U_{синф}=\pm 13$ В	110	126	—	110	126	—	дБ
Коэффициент ослабления влияния источника питания	КОИП	$U_{пит}$ От ±3 до ±18 В	100	110	—	100	110	—	дБ
Коэффициент усиления большого сигнала	A_{U0}	$R_н \geqslant 2$ кОм, $U=\pm 10$ В	300	500	—	200	500	—	В/мВ
		$R_н \geqslant 500$ Ом, $U=\pm 5$ В, $U_{пит}=\pm 3$ В	150	500	—	150	500	—	В/мВ
		$R_н \geqslant 10$ кОм	12,5	13,0	—	12,5	13,0	—	В/мВ
		$R_н \geqslant 2$ кОм	12,0	12,8	—	12,0	12,8	—	В
Максимальный размах выходного напряжения	$U_{вых.\ макс}$	$R_н \geqslant 1$ кОм	10,5	12,0	—	10,5	12,0	—	В
Скорость нарастания	СН	$R_и \geqslant 2$ кОм [3]	0,1	0,17	—	0,1	0,17	—	В/мкс
Частота единичного усиления	$f_{ср}$	$A=+1,0$ [3]	0,4	0,6	—	0,4	0,6	—	Мгц
Выходное сопротивление при разомкнутой обратной связи	$R_{вых}$	$U_{вых}=0,1\ U_{вых.\ макс}$	—	60	—	—	60	—	Ом
Рассеиваемая мощность	$P_{расс}$	—	—	75	120	—	75	120	МВт
		$U_{пит}=\pm 3$ В	—	4	6	—	4	6	
Диапазон регулировки сдвига		$R_{рег}=20$ кОм	—	4	—	—	4	—	мВ
Следующие характеристики даны при		$U_{пит}=\pm 15$ В, $-55°C \leqslant T_{ср} \leqslant +125°C$, если не оговорено иное							
Сдвиг входного напряжения	$U_{сдв}$ [1]		—	25	60	—	60	200	мкВ
Дрейф входного напряжения без внешней подстройки			—	0,2	0,6	—	0,3	1,3	мкВ/°C
с внешней подстройкой		$R_{рег}=20$ кОм	—	0,2	0,6	—	0,3	1,3	мкВ/°C
Входной ток сдвига	$I_{сдв}$		—	0,8	4,0	—	1,2	5,6	нА
Дрейф входного тока сдвига			—	5	25	—	8	50	пА/°C
Входной ток смещения	$I_{см}$		—	1,0	4,0	—	2,0	6,0	нА
Дрейф входного тока смещения			—	8	25	—	13	50	пА/°C
Диапазон выходного напряжения	ДВН		13,5	13,5	—	13,0	13,0	—	В
Коэффициент ослабления синфазных сигналов	КОСС	$U_{синф}=13$ В	106	123	—	106	123	—	дБ
Коэффициент ослабления влияния источника питания	КОИП	$U_{пит}$ от ±3 до ±18 В	94	106	—	94	106	—	дБ
Коэффициент усиления большого сигнала по напряжению	A	$R_н \geqslant 2$ кОм, $U_{вых}=\pm 10$ В	200	400	—	150	400	—	В/мВ
Максимальный размах выходного напряжения	$U_{вых.\ макс}$	$R_и \geqslant 2$ кОм	12,0	12,6	—	12,0	12,6	—	В

[1] Сдвиг входного напряжения измеряется на автоматическом испытательном стенде приблизительно через 0,5 с после включения питания. Сдвиг напряжения OP-07A измеряется дополнительно через 5 мин после включения питания при 25, −55 и +125°C.

[2] Долговременная стабильность сдвига входного напряжения определяется по усредненному тренду временной зависимости $U_{сдв}$ за период более 30 дней работы. Если отбросить первый час после включения, то изменения $U_{сдв}$ за первые 30 дней работы обычно составляют ±2,5 мкВ. Параметр не измеряется у всех 100% приборов: 90% всех приборов этой спецификации удовлетворяют.

[3] У всех приборов параметр не измеряется, так как 90% приборов этой спецификации удовлетворяют.

Рис. 7.2. Электрические характеристики OP-07. (Precision Monolithics, Inc., Santa Clara, Calif., 95050).

OP-07, LH0044 или μA714, но при их применении в бюджете погрешностей может начать доминировать входной ток.

Второй фактор, на который следует обратить внимание,— это самонагрев ОУ при работе на нагрузку с низким полным сопротивлением. Часто для исключения этого эффекта приходится удерживать полное сопротивление нагрузки не ниже 10 кОм, что может ухудшить бюджет погрешностей следующего каскада за счет тока смещения. В нашем примере проектирования мы с этим встретимся. Чтобы получить представление об искусстве подбора режимов работы, посмотрите на спецификации OP-07 на рис. 7.2 (в виде таблицы на стр. 428—429).

Хотя большинство хороших ОУ имеют выводы для регулировки сдвига, все же имеет смысл выбирать усилитель с наименьшим начальным напряжением сдвига $U_{\text{сдв. макс}}$, поскольку дрейф напряжения сдвига и подавление синфазных напряжений ухудшаются из-за разбаланса, вносимого потенциометром, регулирующим сдвиг. На рис. 7 3 показано, как регулировка сдвига увеличивает температурный дрейф [1]. Из рисунка видно, как зависит регулировка сдвига от оборотов потенциометра, с наилучшим разрешением в районе центра, особенно для больших значений сопротивления подстроечного потенциометра. (Для ознакомления с другим методом посмотрите регулировку $ИС_2$ в схеме кулонометра в разд. 9.27.)

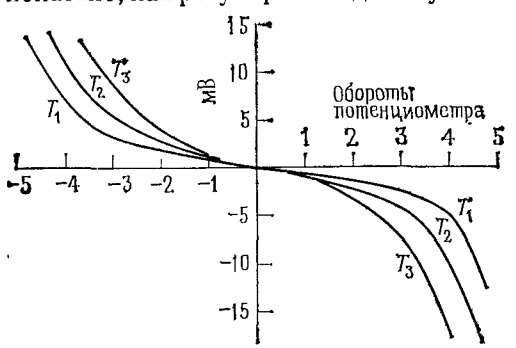


Рис. 7.3. Типичная зависимость сдвига ОУ от числа оборотов регулирующего сдвиг многооборотного потенциометра для нескольких значений температуры.

Как отмечалось раньше, ОУ с ПТ-входами страдают бо́льшим, и намного большим, чем у биполярных ОУ, дрейфом $U_{\text{сдв}}$ от температуры и времени. В частности, МОП-транзисторы дают такой сильный в этом смысле эффект, какой не бывает ни у ПТ, ни у биполярных транзисторов. Дело в том, что примесь ионов натрия в изолирующем слое медленно перемещается под влиянием электрического поля, порожденного напряжением $U_{\text{зи}}$, что приводит к дрейфу сдвига напряжения порядка 0,5 мВ за время жизни устройства. Этот эффект усиливается при повышении температуры и при большом сигнале на дифференциальном входе. Например, в паспорте ОУ с МОП-транзисторным входом RCA3140 указано в качестве типичного изменение $U_{\text{сдв}}$ 5 мВ за 3000 ч работы при 125°C и входном напряжении 2 В. Мораль: не ставьте ОУ с МОП-транзисторными входами в схему, где важна стабильность

[1] Это не всегда верно. В высококачественных биполярных ОУ нулю сдвига (настроенному) соответствует и минимум дрейфа.— *Прим. ред.*

отрегулированного напряжения сдвига (исключением являются усилители с периодической компенсацией дрейфа ПКД, описываемые в разд. 7.09, посвященном усилителям для измерительной аппаратуры).

Коэффициент ослабления синфазных сигналов (КОСС). Недостаточный коэффициент ослабления синфазных сигналов КОСС ухудшает точность схемы, поскольку появляется сдвиг напряжения, зависящий от уровня постоянного сигнала на входе. Обычно этим эффектом можно пренебречь, так как он эквивалентен малому изменению коэффициента усиления и в любом случае может быть преодолен за счет выбора конфигурации: инвертирующий усилитель в отличие от неинвертирующего нечувствителен к КОСС операционного усилителя. Однако в измерительных усилителях часто выделяется малый сигнал на фоне большого синфазного смещения, поэтому большое значение КОСС является существенным параметром. В этом случае надо тщательно продумать конфигурацию схемы, выбрав опять-таки ОУ высшего класса вроде OP-07 с минимальным КОСС, равным 110 дБ. Для сравнения: ОУ741 обладает весьма умеренным КОСС: от 70 до 80 дБ. Мы в дальнейшем кратко рассмотрим дифференциальные и измерительные усилители с высоким коэффициентом усиления и высоким КОСС.

Коэффициент ослабления влияния источника питания (КОИП). Изменение напряжения питания является причиной небольших погрешностей ОУ. Как и большинство параметров ОУ, коэффициент ослабления изменений питания специфицируется по отношению к сигналу на входе. Например, OP-07 по спецификации обладает коэффициентом ослабления влияния источника питания (КОИП) более 100 дБ на постоянном токе, т. е. изменение напряжения одного из источников питания на 0,1 В создает выходной сигнал, эквивалентный изменению сигнала на дифференциальном входе на 1 мкВ. КОИП резко падает с ростом частоты, и график, подтверждающий это его безобразное поведение, часто приводится в паспортных данных. Например, для OP-07 спад КОИП начинается на частоте 3 Гц и приводит к значению 80 дБ при 60 Гц и 40 дБ при 10 кГц. На самом деле это не создает трудностей, поскольку шум источника питания также падает при увеличении частоты, если источник питания как следует шунтирован емкостью. Правда, при использовании нестабилизированного источника питания могут доставить неприятности пульсации с частотой 120 Гц.

Тот факт, что КОИП для источников положительного и отрицательного напряжения питания, вообще говоря, различен, не играет никакой роли. Поэтому применение сдвоенного стабилизатора (разд. 5.19) может не дать никакого преимущества.

„Нуль"-усилитель: входные погрешности. Схема усилителя на рис. 7.1 начинается с повторителя. Это сделано для обеспечения большого входного полного сопротивления. Здесь есть соблазн применить ПТ, но потери от большого $U_{\text{сдв}}$ перекрывают выигрыш, даваемый малым значением входного тока, за исключением тех случаев, когда

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

источник имеет большое полное сопротивление. Для ОУ OP-07 ток смещения 2 нА создает погрешность 2 мкВ на 1 кОм полного сопротивления источника сигнала, а AD515K, хотя и даст пренебрежимо малую погрешность от тока, имеет дрейф сдвига напряжения порядка 64 мкВ/4°С (4°С — это принято за стандартный диапазон отклонений температуры внешней среды в лаборатории). Входной повторитель снабжен настройкой нуля сдвига, поскольку начальное значение 25 мкВ (по спецификации) слишком велико. Как отмечалось выше, обратная связь увеличивает входное полное сопротивление до 200 000 МОм, и тем самым ошибка коэффициента усиления, порожденная конечным полным сопротивлением источника, меньшим 20 МОм, будет меньше 0,01%. Диоды $Д_1$ и $Д_2$ включены в схему для защиты от слишком больших напряжений на входе и должны иметь малую утечку (менее 1 нА).

U_1 управляет инвертирующим усилителем (U_2), а значение R_3 выбирается из соображений компромисса между погрешностью температурного сдвига U_1 и погрешностью дрейфа тока смещения U_2. Выбранное значение удерживает нагрев в пределах 5,6 мВт (при наихудших условиях 7,5 В на выходе), что ведет к повышению температуры на 0,8°С (тепловое сопротивление ОУ около 0,14°С/мВт, см. разд. 5.4) с соответственным дрейфом напряжения около 0,5 мкВ. Сопротивление источника 10 кОм на входе U_2 создает погрешность тока смещения, но так как U_2 вместе с U_3 охвачены петлей обратной связи, сводящей полный сдвиг к нулю, то единственный существенный параметр — это температурный дрейф токовой погрешности. Для OP-07 в паспорте приводятся данные о температурном дрейфе тока смещения (не часто указываемые изготовителями), из которых следует, что вклад дрейфа тока в бюджет погрешности равен 1 мкВ/4°С. Снижение значения R_3 уменьшит этот вклад, но ценой увеличения погрешности от нагрева.

Как было сказано выше в общем описании схемы, значение R_3 таково, что требуется использование причудливого Т-образного звена в обратной связи, чтобы значения резисторов обратной связи оказались в диапазоне номиналов прецизионных проволочных резисторов. Если пользоваться обычной конфигурацией инвертирующего усилителя, то понадобились бы резисторы на 100 кОм, 1 МОм и 10 МОм для коэффициента усиления 10, 100 и 1000 соответственно.

Входное полное сопротивление U_2 может вызвать некоторые затруднения. При коэффициенте усиления, равном 1000, его дифференциальное входное сопротивление 80 МОм умножается благодаря следящей связи на $A_И/1000$ и составляет в замкнутой схеме 4000 МОм. К счастью, это более чем в миллион раз превосходит выходное сопротивление цепи, устанавливающей коэффициент усиления, поэтому погрешность будет намного меньше 0,01%. Это один из худших случаев, какой только можно себе представить, но даже и здесь входное сопротивление ОУ не создает проблем. Отсюда видно, что входное сопротивление ОУ не создает никаких эффектов, которые стоило бы учитывать.

Дрейф напряжения сдвига U_1 и U_2 от времени, температуры и напряжения питания влияют на суммарную погрешность в равной степени, и их значения приведены в бюджете. Укажем, что они автоматически компенсируются в каждом «обнуляющем» цикле, поэтому играет роль только кратковременный дрейф. Эти погрешности благодаря качеству ОУ лежат в микровольтовом диапазоне. U_3 имеет несколько больший дрейф, но его приходится брать ПТ-типа для обеспечения малых значений тока утечки конденсатора. Так как выходной сигнал U_3 ослабляется пропорционально выбранному коэффициенту усиления, то эта погрешность *по отношению к входному сигналу* при больших коэффициентах усиления ослабляется. Это важный факт, поскольку большие коэффициенты усиления употребляются при низких уровнях сигнала, для которых требуется большая точность. Погрешности, создаваемые U_3 на выходе, всегда одинаковы, поэтому они специфицируются в бюджете погрешностей как выходные погрешности (приведенные к выходу).

Обратите внимание на некоторые общие принципы проектирования, которые проясняются на этом примере: вы решаете некоторый набор задач, выбирая конфигурацию и элементы так, чтобы уменьшить погрешности до приемлемых значений. Необходимо при этом идти на некоторые компромиссы и уступки, при этом их выбор зависит от внешних факторов (например, использование повторителя с ПТ-входом предпочтительнее, если полное сопротивление источника сигнала больше 50 кОм).

В табл. 7.1 содержатся данные ОУ, которые можно использовать при проектировании прецизионных схем.

7.07. Выходные погрешности усилителя (приведенные к выходу)

Как указывалось в гл. 3, операционные усилители имеют существенные ограничения, связанные с их выходным каскадом. Ограниченная скорость нарастания, нелинейные искажения выходного сигнала (см. разд. 2.14), конечное выходное сопротивление разомкнутого контура могут причинить неприятности, и, если их не учитывать, могут привести к ошеломляюще большим погрешностям прецизионной схемы.

Скорость нарастания: общие соображения. Как отмечалось в разд. 3.11, изменения напряжения выходного сигнала ОУ могут происходить со скоростью, не превышающей некоторого максимума. Этот эффект порождается схемой частотной компенсации ОУ, как будет видно при более детальном анализе. Одним из следствий конечности скорости нарастания является ограничение амплитуды выходного сигнала на высоких частотах, равное, как было показано в разд. 3.12, $U_{пп}=S/\pi f$, где $U_{пп}$ — полный размах сигнала. Второе следствие лучше всего объяснить с помощью графика зависимости скорости нарастания от напряжения дифференциального входного сигнала (рис. 7.4). Смысл его в том, что схема, требующая большой скорости

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Таблица 7.1

Прецизионные ОУ

Тип	Входной сдвиг: Напряжение, мкВ, средн.	Входной сдвиг: Напряжение, мкВ, макс.	Входной сдвиг: Дрейф, мкВ/°С, средн	Входной сдвиг: Дрейф, мкВ/°С, макс.	Входной ток: Смещения, средн.	Входной ток: Смещения, макс	Входной ток: Сдвига, нА, средн.	Входной ток: Сдвига, нА, макс.	Шум средн. при 10 Гц, нВ/Гц$^{1/2}$	Коэффициент усиления, 10^6: мин.	Коэффициент усиления, 10^6: средн.	Скорость нарастания, В/мкс	$f_{ср}$, МГц	Примечания
Биполярные														
SSS725A	60	100	0,2	0,6[1]	30	70	0,3	10	9	1	3	0,15	0,08	Оригинальный прецизионный усилитель
LM308A-1	300	500	0,6	1,0	1,5	7	0,2	1,0	—	0,08	0,3	0,15	0,3	Супербета
LM11	100	300	1,0	3,0	25 пА	50 пА	0,5 пА	10 пА	—	0,1	0,3	0,3	0,5	Супербета, схема Дарлингтона
LH0044A	8	25	0,1	0,5	8,5	15	1,5	2,5	11	1	20	0,06	0,4	Гибридный
OP-07C/μA714C	60	150	0,5	1,8	1,8	7	0,8	6	10	0,12	0,4	0,17	0,6	
OP-07E/μA714E	30	75	0,3	1,3	1,2	4	0,5	3,8	10	0,2	0,5	0,17	0,6	
OP-07A/μA714A	10	25	0,2	0,6	0,7	2	0,3	2	10	0,3	0,5	0,17	0,6	Лучший
OP-08E	70	150	0,5	2,5	0,08	2	0,05	0,2	22	0,08	0,3	0,12	0,8	Улучшенный 308
OP-12E	70	150	0,5	2,5	0,08	2	0,05	0,02	22	0,08	0,3	0,12	0,8	Частотно-компенсированный OP-08
OP-20B	80	300	1,0	2,0	13	20	0,4	1,5	100	0,5	1	0,025	0,1	Малая мощность
AD510	—	100	—	3,0	—	25	—	5	18	0,25	—	0,1	0,3	
AD510	—	25	—	0,5	—	10	—	2,5	18	1	—	0,1	0,3	
AD517	—	150	—	3,0	—	5	—	1	35	1	—	0,1	0,25	
AD517	—	25	—	0,5	—	1	—	0,25	35	1	—	0,1	0,25	Лучший; малый ток
3510CM		60	—	0,5	—	15	—	10	14	1	—	0,8	0,4	
ПКД														
ICL7600	2	5	0,01	0,1	—	—	0,15	1,5	700	0,05	0,2	0,5	—[2]	Сверхмалый сдвиг, сильные шумы
М-ДМ														
HA2905	20	80	0,2	—	0,15	1	0,05	0,5	900	1	50	2,5	3	Сильные шумы
SN72088	70	150	1,0	—	0,6	10	0,2	0,6	—	0,1	10	25	3	Малые КОСС и КОИП
ПТ														
LFT355	—	500	3	5	30 пА	50 пА	3 пА	10 пА	90	0,05	0,2	5	2,5	Прецизионный вариант LF355
LFT356	—	500	3	5	70 пА	100 пА	3 пА	20 пА	60	0,05	0,2	12	4,5	Прецизионный вариант LF356
LH0052	100	500	2	5	0,5 пА	2,5 пА	0,1 пА	0,5 пА	150	0,1	0,2	3	1	Гибридный
OP-15E	200	500	2	5	15 пА	50 пА	3 пА	10 пА	50	0,1	0,24	17	6	Широкополосный прецизионный LF355
OP-16E	200	500	2	5	15 пА	50 пА	3 пА	10 пА	50	0,1	0,24	25	8	Широкополосный прецизионный LF356
AD544	—	500	—	5	—	25 пА	—	2 пА	35	0,05	—	13	2	Широкополосный, малошумящий
AD545	—	500	—	5	—	1 пА	—	1 пА	55	0,04	—	1	0,7	Малый ток
3521	—	250	—	1	—	10 пА	—	2 пА	—	0,5	—	0,6	1,5	Малый дрейф
3528BM	100	250	2	5	—	0,15 пА	—	0,04 пА	120	0,5	0,5	0,7	0,7	Малый ток

[1]) При настроенном нуле сдвига. [2]) Ограничивается 10 Гц из-за процессов переключения.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

нарастания, работает с существенными напряжениями между входными клеммами ОУ. Это может привести к катастрофическим последствиям в схеме, претендующей на высокую точность.

Чтобы понять, чем определяется скорость нарастания, заглянем внутрь операционного усилителя. Подавляющее большинство ОУ могут быть смоделированы схемой, изображенной на рис. 7.5. Дифференциальный входной каскад, нагруженный на токовое зеркало, возбуждает каскад с большим коэффициентом усиления по напряжению и с компенсирующим конденсатором между выходом и входом. Выходной каскад есть пушпульный повторитель с единичным коэффициентом усиления. Корректирующий конденсатор выбирается так, чтобы коэффициент усиления разомкнутой петли усилителя становился равным единице раньше, чем сдвиг фазы, вызванный остальными каскадами усилителя, станет

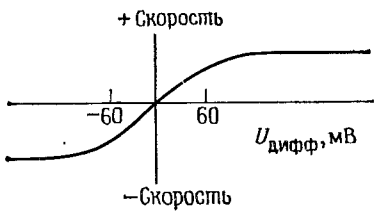


Рис. 7.4.

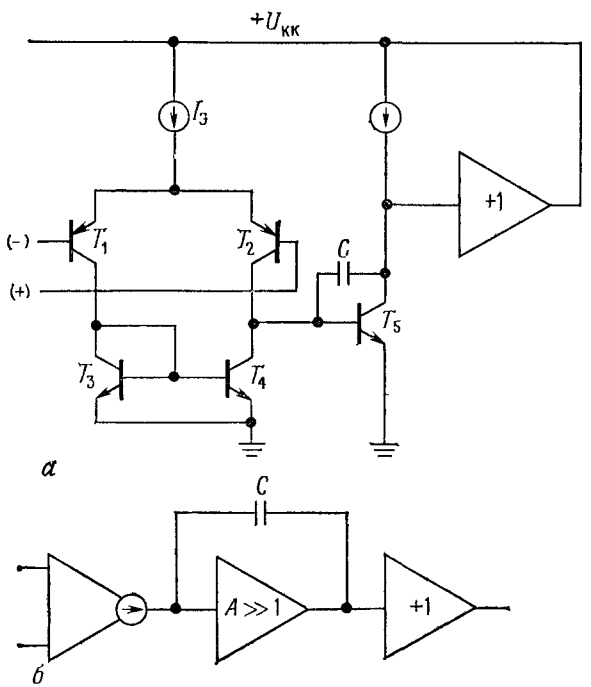


Рис. 7.5.

существенным. Таким образом, C выбирается таким, чтобы $f_{ср}$, полоса частот единичного коэффициента усиления, была близка к полюсу,

с которого начинается спад усиления следующего каскада, как описывалось в разд. 3.32. Входной каскад имеет очень высокое выходное сопротивление и для следующего каскада является источником тока.

В операционных усилителях возникает ограничение скорости нарастания, когда входной сигнал возбуждает один из транзисторов дифференциального каскада почти до насыщения, действуя на следующий каскад полным током эмиттера в дифференциальной паре. Это происходит при дифференциальном входном напряжении около 60 мВ, при котором отношение токов в дифференциальном каскаде равно 10 : 1. В этот момент напряжение коллектора T_5 изменяется с максимально возможной скоростью, а весь ток $I_Э$ идет на заряд конденсатора C. T_5 и C образуют, таким образом, интегратор с ограниченной скоростью нарастания на выходе. Выведем выражение для скорости нарастания.

Скорость нарастания: детальное рассмотрение. Прежде всего напишем выражение для коэффициента усиления разомкнутого контура по напряжению при малом сигнале переменного тока без учета сдвигов фаз:

$$A_U = g_m X_C = g/2\pi fC,$$

откуда полоса единичного усиления (частота, при которой $A_U = 1$) есть

$$f_{ср} = (1/2\pi)(g_m/C).$$

Далее, скорость нарастания определяется током $I_Э$, заряжающим конденсатор C:

$$S = dU/dt = I_Э/C.$$

Для случая обычного дифференциального усилителя без эмиттерных резисторов g_m связано с $I_Э$ соотношением

$$g_m = 1/r_Э = I_Э/2U_T = I_Э/50 \text{ мВ}.$$

Подставляя это выражение в формулу для скорости нарастания, находим

$$S = 2U_T g_m/C,$$

т. е. скорость нарастания пропорциональна g_m/C, как и ширина полосы единичного усиления. В самом деле, $S = 4\pi U_T f_{ср} = 0{,}3 f_{ср}$, где $f_{ср}$ выражено в МГц, а S — в В/мкс. Это выражение не зависит от конкретных значений C, g_m, $I_Э$ и т. д. и дает хорошую оценку для скорости нарастания (ИМС 741 имеет скорость нарастания порядка 0,5 В/мкс при $f_{ср} \cong 1{,}5$ МГц). Отсюда ясно, что ОУ с бóльшим значением произведения $f_{ср}$ ширины полосы пропускания на коэффициент усиления $f_{ср}$ будет иметь бóльшую скорость нарастания. Нельзя улучшить быстродействие ОУ только увеличением тока $I_Э$ входного каскада, поскольку увеличение коэффициента усиления из-за роста g_m требует соответственного увеличения значения C для компенсации. Добавочное усиление в других каскадах ОУ также не помогает.

Из изложенного ясно, что увеличение $f_{ср}$ за счет увеличения токов коллекторов, применения более быстродействующих транзисторов и

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

т. д. увеличивает скорость нарастания. Конечно, всегда желательно иметь большое значение $f_{ср}$ — факт, известный разработчику ИС, который и так уже сделал все, что мог в пределах полупроводникового кристалла-чипа. Тем не менее существует способ обойти ограничение $S=0{,}3\ f_{ср}$, основанный на том, что крутизна определяется значением $I_Э(g_m=I_Э/2U_T)$. Можно использовать простой прием для увеличения $I_Э$ (и соответственно скорости нарастания при фиксированном значении $f_{ср}$, а в силу этого и при фиксированной форме частотной характеристики). Проще всего добавить некоторое эмиттерное сопротивление во входной дифференциальный каскад. Предположим, что мы сделали что-нибудь в этом роде, из-за чего $I_Э$ вырос в m раз при постоянном значении g_m. Повторив приведенные выше выкладки, получим $S=0{,}3\ mf_{ср}$.

Упражнение 7.1. Покажите, что описанный прием дает указанный эффект.

Увеличение скорости нарастания. Существует несколько способов получения высокой скорости нарастания: а) применить ОУ с большим $f_{ср}$; б) увеличить $f_{ср}$ за счет использования компенсационных конденсаторов меньшей емкости; конечно, это возможно лишь в тех применениях, в которых коэффициент усиления при замкнутом контуре обратной связи больше единицы; в) уменьшить крутизну входного каскада g_m с помощью добавочных эмиттерных резисторов, а потом увеличить $I_Э$ или уменьшить пропорционально C; г) изменить схему входного каскада.

Третий способ (уменьшение g_m) применяется во многих ОУ. Например, HA2607 и HA2507 почти одинаковы, но HA2507 содержит эмиттерные резисторы во входном каскаде. Эти резисторы увеличивают скорость нарастания ценой уменьшения коэффициента усиления разомкнутого контура. Это иллюстрируется приводимыми данными. ПТ ОУ, с их малым g_m входного каскада, имеют более высокую скорость нарастания по тем же причинам.

	HA2607	HA2507
$f_{ср}$	12 МГц	12 МГц
Скорость нарастания	7 В/мкс	30 В/мкс
Коэффициент усиления усилителя без обратной связи	150 000	15 000

Четвертый способ состоит в применении «перекрестно-сдвоенного уменьшения крутизны», для которого требуется введение в схему входного каскада целого дополнительного набора транзисторов, болтающихся без дела при малых значениях сигнала, но всегда готовых, если нужно, дать дополнительный ток. Это дает выигрыш в виде улучшения их характеристик по шумам и смещению, достающийся ценой некоторого усложнения схемы по сравнению с простой добавкой эмиттерных резисторов. Этот прием применяется в изделиях фирм Harris HA2705, Raytheon 4531, Motorola 1741, Signetics 535 и 538 для увеличения скорости нарастания при больших дифференциальных

входных сигналах. Зависимость скорости нарастания от входного дифференциального сигнала показана на рис. 7.6.

Время установления. Скорость нарастания — это показатель того, насколько быстро может меняться напряжение выходного сигнала. Спецификация ОУ по скорости нарастания дается в предположении большого дифференциального входного напряжения (не меньше 60 мВ), что вполне оправдано: ОУ с напряжением на выходе, отличном от того, которое должно быть, будет испытывать на входе сильное воздействие сигнала из-за недостаточного влияния выхода по петле обратной связи, если допустить наличие разумной величины петлевого усиления. В высокоскоростных прецизионных схемах не менее важно время, требующееся на установление выходного сигнала на том значении, к которому он стремится, следуя за изменением входного. Этот параметр — время установления (время, необходимое для установления выходного сигнала с заданной точностью на окончательное значение) — всегда указывается для устройств вроде цифро-аналоговых преобразователей, для которых прецизионность — это смысл жизни, а для ОУ обычно не указывается.

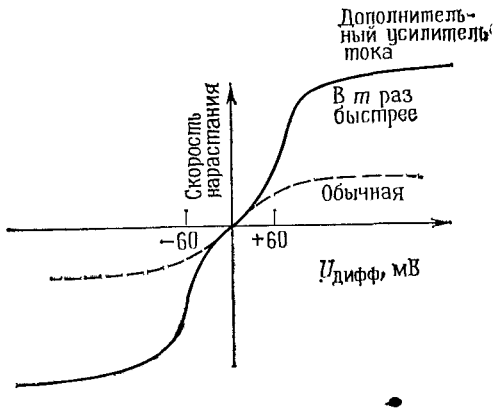


Рис. 7.6.

Время установления зависит от коэффициента усиления и типа частотной коррекции; в паспорте ОУ могут быть приведены данные для ряда различных форм воздействий. Здесь надо сделать несколько замечаний: а) время установления может быть очень малым, пренебрежимо малым по сравнению с ограниченным скоростью нарастания временем нарастания; б) быстрое установление с точностью до 1 % не обязательно гарантирует быстрое установление в пределах 0,1 %, может существовать «длинный хвост», в) ОУ устанавливается тем быстрее, чем лучше применяемая схема частотной компенсации обеспечивает зависимость сдвига фазы от частоты в разомкнутой петле в виде прямой линии при логарифмическом масштабе. ОУ, имеющие колебания на фазово-частотной характеристике, более склонны к выбросам и пульсациям, вроде тех, что показаны на графике рис. 7.7, *б*. Заметим, что ограниченный по скорости нарастания выходной сигнал испытывает излом, когда дифференциальный входной сигнал падает ниже 60 мВ (рис. 7.7, *а*).

В табл. 7.2 приведен ряд быстродействующих ОУ, пригодных для применений, требующих большого значения $f_{ср}$, высокой скорости нарастания и малого времени установления.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Переходные нелинейные искажения и выходное сопротивление. Некоторые ОУ используют простой пушпульный выходной каскад без смещения баз на два диодных перепада в разные стороны, как

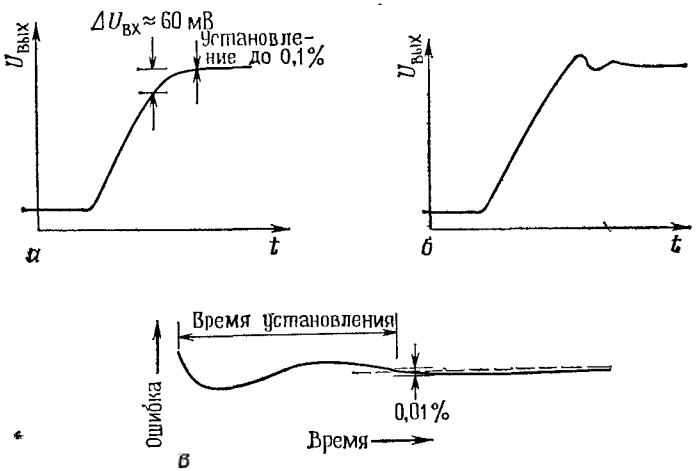


Рис. 7.7.

описывалось в разд. 2.14. Это приводит к искажениям класса В при значениях выходного сигнала, близких к нулю, так как возбуждающий повторитель каскад должен дать напряжению баз приращение $2U_{БЭ}$ каждый раз, когда выходной ток проходит через нуль (рис. 7.8). Пере-

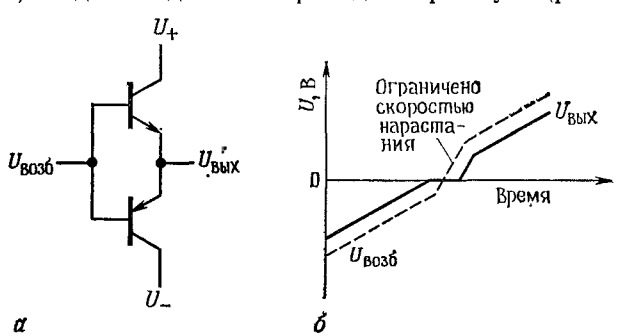


Рис. 7.8.

ходные искажения могут быть существенны, в частности, в области высоких частот, где петлевое усиление падает. Оно также сильно падает в тех ОУ, которые смещают выходную пушпульную пару в состояние слабой проводимости (класс АВ). Примером является популярная схема 741, а тем более ее предшественник 709, в котором используется простое смещение выходного каскада класса В. Прекрасная во всем остальном, схема 324 может по этим причинам давать большие искаже-

Таблица 7.2

Быстродействующие ОУ

Тип	Компенсация для $K_U=1$: ПТ	$f_{ср}$, МГц	Скорость нарастания, В/мкс	Время установления до 0,1%, мкс	Компенсация для $K_U>1$: Тип	ПТ	мин. K_U	$f_{ср}$, МГц	K_U	Скорость нарастания, В/мкс	Время установления до 0,1% мкс	Примечания
OP-01E[1]		2,5	18	0,7								Прецизионный
OP-15E	>	6	17	0,9								Прецизионный
OP-16E	>	8	25	0,7								Прецизионный
LH0024C	>	70	400	—								ТО-3, выходной ток 0,5 А
LH0032C	>	70	500	0,3								
LH0061C	>	—	70	0,8								
LH0062C	>	15	70	1,0								
LM318	>	15	70	0,8								
LF356	>	4,5	12	1,3	LF357	>	5	20	5	50	1,3	Популярный, недорогой
AD518		12	70	0,8								
AD528	>	10	70	0,8								
NE530		3	25	0,9	NE538		5	6	5	60[2]		Прецизионный NE5530/8, в корпусе мини-DIP
MC1741S		1	12	3								741 с высокой скоростью нарастания
					1435		2	1000	2	300	0,02	Быстрое установление
HA2055A	>	8	40		1435+2035		2	700	2	270	0,08	Выход 120 мА
HA2065A	>	10	5			>	3	20	10	120[3]	0,4[3]	То же, что и 1434
HA2505		12	30	0,33		>	5	100	10	35[2]	0,8[2]	То же, что и 1433
HA2515[4]		12	60	0,25	HA2525[4]		3	20	10	120	0,2	2507 мини-DIP
					HA2535[4]		10	70	10	370	0,5	2517, 2527 мини-DIP
												Работает на кабель

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Продолжение

Тип	Компенсация для $K_U=1$				Компенсация для $K_U>1$					Примечания
	ПТ	$f_{ср}$, МГц	Скорость нарастания, В/мкс	Время установления до 0,1%, мкс	Тип	ПТ	мин. K_U	$f_{ср}$, МГц	K_U	Скорость нарастания, В/мкс	Время установления до 0,1%, мкс	
		12	7	1,5	HA2625[5]		5	100	100	25[2]	0,3	
HA2605		12	25	0,6			10	38	10	70[6]	0,6[7]	
CA3100		4,5	9	1,4								МОП-транзистор, дешевый, двойной 3240
CA3140	V											
		20	100	0,4	3551	V	10	50	10	250	0,5	
3550K	V				3554	V V	55	225	10	1200[8]	0,12	TO-3, выход 100 мА
		50	60	0,7	HA5165	V	10	100	10	100	0,5	
HA5155	V				HA5195		5	150	10	200[2]	0,05	Быстрое установление
					NE5539		7	1200	7	800	0,01[9]	Быстрое установление
		10	130	1			30	300	100			OEI
8017C[1]		100	250	0,15								OEI
9906	V	100	200	0,3			100	1000	100			OEI
9908		100	2500	0,2			30	800	100			OEI
9909		100	600	0,15			100	3000	100			OEI
9912		300	1000	0,2								OEI
9914		200	300	0,05			3	70	100			OEI
9916	V	40	600	0,1								
9932												

[1]) Инвертирующий усилитель. [2]) При $K_U=5$. [3]) При $K_U=3$. [4]) Популярный, выпускается также в виде 1322, 3507J, AD509J. [5]) Популярный, выпускается также в виде 1321, 3508J, AD507J. [6]) При $K_U=10$. [7]) До 0,5%. [8]) Ошибка в данных изготовителя. [9]) При $K_U=2$.

ния. Правильный выбор ОУ имеет колоссальное значение для характеристик «*hi* — *fi*» усилителей звуковых частот. Может быть, эти искажения дают существенный вклад в то, что радиолюбители называют «шумом транзисторов». Выходное сопротивление разомкнутого ОУ будет наивысшим при значениях напряжения выходного сигнала, близких к нулю, поскольку выходные транзисторы работают при этом с наименьшими значениями тока. Выходное полное сопротивле-

Рис. 7.9.

а — зависимость полного выходного сопротивления некоторых популярных ОУ в разомкнутом состоянии от частоты; *б* — выходное полное сопротивление ОУ 308 и 355 при замкнутой петле обратной связи. (На рис. *а* по оси ординат должно быть выходное.— *Прим. ред.*)

ние также растет на высоких частотах по мере падения коэффициента усиления транзисторов [1]) и может слегка расти и на очень низких частотах благодаря температурной обратной связи на чипе. Легко отмахнуться от эффекта конечности выходного полного сопротивления разомкнутого усилителя, считая, что обратная связь все спишет. Но если учесть, что некоторые ОУ имеют выходное сопротивление в разомкнутом состоянии порядка сотен ом, то ясно, что этим пренебрегать нельзя, особенно при малых и средних коэффициентах петлевого усиления. На рис. 7.9 показаны типичные графики выходных полных сопротивлений ОУ с обратной связью и без нее.

Работа на емкостные нагрузки. Конечное значение выходного сопротивления разомкнутого ОУ может быть причиной серьезных затруднений при попытке работы на емкостную нагрузку. Это связано с дополнительным запаздыванием сигнала или сдвигом фазы, вызванным комбинацией выходного сопротивления и емкостной нагрузки, подключенной на землю. Такая ситуация может привести к неустойчивости схемы с обратной связью, если значению — 3 дБ указанной цепи отвечает достаточно низкая частота, так как появляется сущест-

[1]) В основном из-за частотной коррекции, которая «предупреждает» снижение усиления транзисторов.— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

венная добавка к сдвигу фазы в 90°, и без того имеющемуся из-за частотной компенсации. Для примера допустим, что нагрузкой для ОУ с выходным сопротивлением 200 Ом служит тридцатиметровый коаксиальный кабель. Эта нагрузка эквивалентна конденсатору емкостью 3000 пФ и образует *RC*-фильтр нижних частот с точкой, отвечающей значению —3 дБ, на частоте 270 кГц. Это намного меньше частоты единичного коэффициента усиления для типичного ОУ, поэтому автоколебания будут весьма вероятны при высоком коэффициенте петлевого усиления (например, у повторителя).

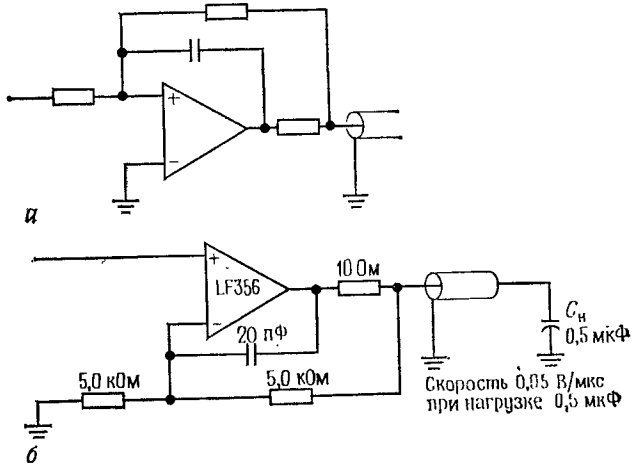


Рис. 7.10.

Существуют два способа решения этих вопросов. Один из них состоит в добавлении последовательно выходу резистора и введении

Широкополосные бу

Тип	Малый сигнал			Напряжение питания, ±В	
	Частота среза, МГц		Выходное полное сопротивление, Ом	мин.	макс.
	—3 дБ	—40°			
HA2635	8	5	2	5	20
MC1438	30	20	10	5	18
SH0002	50	60	6	6	22
9910	60	—	20	6	18
3553	60	60	1	5	20
LH0033	100	80	6	5	20
9911	200	—	6	11	18
LH0063	200	30	1	5	20

обратной связи на высоких частотах непосредственно с выхода ОУ, а на низких частотах и постоянном токе — от точки присоединения кабеля (рис. 7.10). Конкретные значения параметров, указанные на второй схеме, специфичны для данного ОУ и схемы его включения и дают представление о том, какая емкость может служить нагрузкой. Но такой прием ухудшает высокочастотные характеристики, так как обратная связь на высоких частотах не влияет на сигнал на кабеле.

Буферные усилители мощности с единичным коэффициентом усиления. Если метод расщепления цепи обратной связи неприемлем, то лучшее, что можно сделать,— это добавить буферный каскад сильного тока с единичным коэффициентом усиления внутрь петли

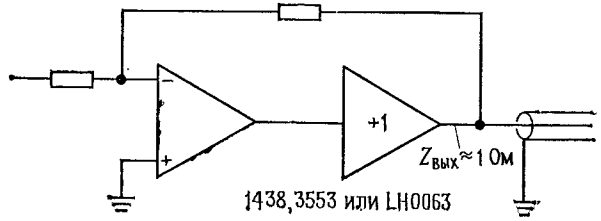


Рис. 7.11.

(рис. 7.11). Указанные на схеме устройства имеют коэффициент усиления по напряжению, близкий к единице, малое выходное сопротивление и могут дать выходной ток до 250 мА. Они не дают сколько-нибудь значительного сдвига фазы вплоть до частоты единичного коэффициента усиления $f_{ср}$ большинства ОУ, и их можно включать в контур обратной связи без дополнительной частотной компенсации. В табл. 7.3 приведен краткий список буферных усилителей. Конечно же, эти «мощные бустеры» могут быть использованы для работы с

ферные усилители

Таблица 7.3

Большой сигнал				Примечания
Скорость нарастания, В/мкс	Максимальный выходной ток, ±мА	Размах выходного сигнала		
		$U_{вых.макс}$, ±В	$R_н$, Ом	
500	600	10	50	
75	300	12	300	Классический, монолитный
200	100	10	50	
2000	100	10	100	Корпус мини-DIP
2000	200	10	50	Изолированный металлический кожух
1400	100	10	50	
1000	500	10	20	
4000	250	10	50	«Чертовски быстрый» буфер

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

нагрузками, требующими больших токов, независимо от того, есть проблемы с емкостной нагрузкой или нет. Заметим также, что приведенный пример выглядел бы иначе, если бы кабель был включен на свое характеристическое сопротивление. В этом случае он действовал бы как чисто активное сопротивление в пределах от 50 до 100 Ом в зависимости от типа кабеля. В этом случае буферный усилитель был бы обязателен и должен был бы быть способен давать ток ±200 мА для создания сигнала ±10 В на нагрузке с полным сопротивлением 50 Ом. Более детально этот вопрос обсуждается в разд. 13.09.

На схему из предыдущего примера не влияют выходные параметры ОУ, поскольку она работает, в сущности, на постоянном токе.

ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ И ПРИБОРНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Термином «измерительный усилитель» обозначается дифференциальный усилитель со связями по постоянному току, высоким коэффициентом усиления, высоким входным полным сопротивлением и большим КОСС. Такие усилители используются для усиления малых дифференциальных сигналов, приходящих от датчиков, к которым могут быть примешаны большие синфазные сигналы или постоянные уровни.

Примером таких датчиков является тензодатчик — резисторный мост, у которого деформация (удлинение материала, к которому он прикреплен) вызывает изменение сопротивления (см. разд. 14.04). В результате изменяется выходное дифференциальное напряжение моста, возбуждаемого фиксированным постоянным смещением +10 В (рис. 7.12). У всех резисторов примерно одно и то же сопротивление, но они подвергаются различной деформации. Чувствительность по всей шкале обычно равна 3 мВ на 1 В, поэтому диапазон изменения выходного сигнала будет равен 30 мВ при постоянном возбуждении 10 В. Это небольшое дифференциальное выходное напряжение, пропорциональное деформации, наложено на постоянный уровень 5 В.

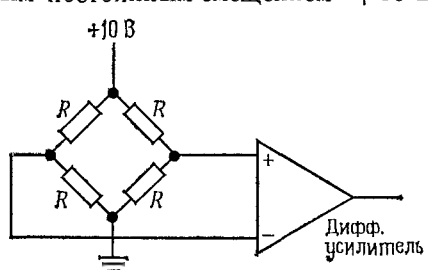


Рис. 7.12.

Дифференциальный усилитель должен обладать исключительно большим КОСС для усиления милливольтового дифференциального сигнала при одновременном подавлении синфазной помехи ~5 В. Предположим, например, что мы хотим иметь максимальную ошибку 1%. Так как 1% от полной шкалы есть 0,3 мВ, наложенные на 5000 мВ, КОСС должен превосходить 15 000 : 1, т. е. ≈90 дБ.

Способы, применяемые для создания хороших измерительных усилителей и вообще дифференциальных усилителей с высоким коэффициентом усиления, подобны только что обсуждавшейся схемотехнике. Существенными являются погрешности тока смещения, сдвига и КОСС.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Начнем с обсуждения простых дифференциальных усилителей для некритичных применений, чтобы оценить требования к ним и схемные пути их удовлетворения.

7.08. Простой разностный усилитель

На рис. 7.13 показана типичная ситуация, в которой достаточно умеренное значение подавления синфазного сигнала. Эта токочувствительная схема применяется как часть источника питания постоянного тока для создания неизменного тока в нагрузке. Падение напряжения на четырехпроводном прецизионном мощном резисторе 0,01 Ом пропорционально току нагрузки. Хотя один конец резистора R_5 присоединен к земле, глупо было бы применять одновходовый усилитель, поскольку миллиомное сопротивление соединения даст ошибку в 10%! Очевидно, что нужен дифференциальный усилитель, но от него не требуется особенно высокий КОСС, так как синфазные помехи будут малы.

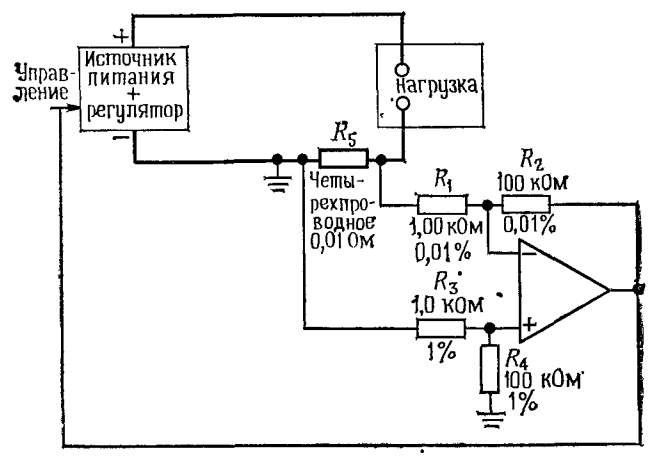


Рис. 7.13. Стабилизатор тока.

ОУ включен в обычную конфигурацию разностного усилителя, как было описано в разд. 3.09. Резисторы R_1, R_2 и R_5 являются прецизионными проволочными резисторами — для максимальной стабильности коэффициента усиления, а R_3 и R_4, определяющие КОСС, могут быть просто однопроцентными пленочными резисторами. Таким образом, вся схема имеет точность коэффициента усиления, близкую к точности токочувствительного резистора, и КОСС порядка 40 дБ.

Прецизионный дифференциальный усилитель. Для таких применений, как усиление сигналов тензодатчиков, термопар и т. п., КОСС, равного 40 дБ, совершенно недостаточно, а нужны значения вро-

де 100 или 120 дБ. В предыдущем примере с тензодатчиком у нас мог быть дифференциальный сигнал небаланса порядка 2 мВ на 1 В. Если требуется точность 0,05%, то нужно подавление синфазного сигнала, как минимум, 110 дБ. (Заметьте, что это требование может быть значительно смягчено в том случае, когда «нуль» усилителя равен синфазному напряжению, как это может быть сделано в лабораторных условиях). Напрашивающееся решение для улучшения КОСС — это увеличение точности резисторов разностной схемы (рис. 7.14). Значения резисторов выбираются так, чтобы сопротивления больших резисторов обратной связи лежали в диапазоне номиналов доступных прецизионных проволочных резисторов. При использовании резисторов с допуском 0,01% КОСС будет около 80 дБ (68 дБ в худшем случае), если ОУ имеет большое КОСС. Для получения нулевой чувствительности к синфазным помехам нужен, как показано, только один подстроечный потенциометр. При указанных параметрах можно подстройкой свести суммарную ошибку к величине 0,05% (чуть больше максимальной ошибки резистора). Причудливая цепь, показанная на рисунке, применена потому, что подстроечные потенциометры с малым значением сопротивления со временем могут терять настройку, и лучше обойтись без них.

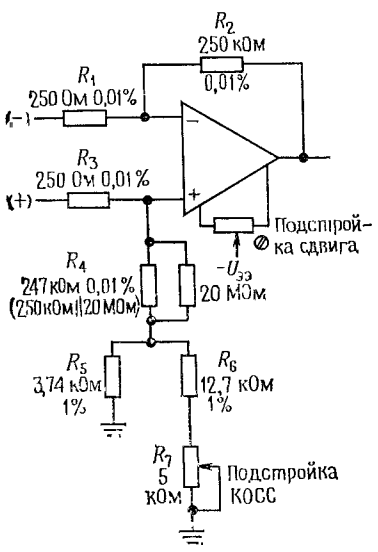


Рис. 7.14.

Замечание о подавлении синфазной помехи переменного тока. Использование хорошего ОУ и тщательная подстройка дают возможность достичь КОСС в 100 дБ и более на постоянном токе. Но проволочные резисторы, которые нужны для стабильности, имеют некоторую индуктивность, из-за которой КОСС ухудшается с частотой. Этот эффект, общий для всех схем, которые мы будем рассматривать, может быть уменьшен применением безындуктивных проволочных резисторов (типа Aryton-Perry) [1]. Заметим также, что для получения хорошего КОСС на высоких частотах необходимо сбалансировать емкости схемы. Это может потребовать строгого зеркально-симметричного расположения элементов.

Высоковольтный дифференциальный усилитель. На рис. 7.15 показан разумный способ расширения диапазона синфазного напряжения входа дифференциального усилителя за границы напряжения питания без соответствующего уменьшения дифференциального коэффициента усиления. U_2 воспринимает входной синфазный сигнал, имеющийся на входе, и с инверсией возвращает его через R_5 и R_6. Так как тем самым синфазный сигнал на входах U_1 и U_2 полностью подавляется, то КОСС ОУ является несущественным. Окончательное значение КОСС этой схемы определяется точностью согласования отношений резисторов $R_1/R_5=R_3/R_6$ без особых требований к точности R_2 и R_4. Схема имеет диапазон синфазного входного напряжения ±200 В, КОСС=80 дБ и дифференциальный коэффициент усиления 1,0.

[1] Резисторы со встречно-бифилярной намоткой.— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

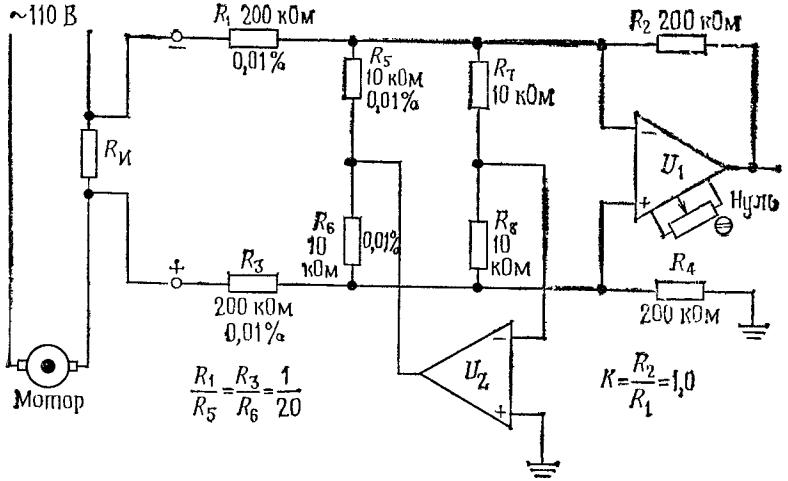


Рис. 7.15. Дифференциальный усилитель с большим допустимым синфазным напряжением, построенный на низковольтных ОУ.

Увеличение входного сопротивления. Разностная схема с тщательно подстроенными значениями резисторов, казалось бы, должна дать нужные рабочие параметры, но это впечатление проходит, если посмотреть на ограничения, накладываемые на сопротивления источников. Для получения точности коэффициента усиления 0,1% с помощью схемы рис. 7.14 сопротивление источника должно быть меньше 0,25 Ом! Более того, для синфазных сигналов внутреннее полное сопротивление источника на двух его выводах должно быть согласовано с точностью до 0,0025 Ом для получения 100 дБ КОСС. Это следует из рассмотрения эквивалентной схемы (рис. 7.16). Треугольниками обозначены целиком разностные усилители или вообще любые дифференциальные или измерительные усилители, а $R_{И1}$ и $R_{И2}$ — эквивалентные сопротивления источника на каждом выводе. Вся схема усилителя для синфазных сигналов включает в себя два полных сопротивления источника последовательно со входными резисторами R_1 и R_3 (рис. 7.14 и 7.15), поэтому КОСС зависит от согласованности $R_{И1}+$

$+R_1$ с $R_{из}+R_3$. Конечно же, требования, которые предъявляются этой схемой к полному сопротивлению источника, как показано выше, оказываются слишком жесткими. Некоторого улучшения можно добиться за счет увеличения значений резисторов, применяя Т-образную

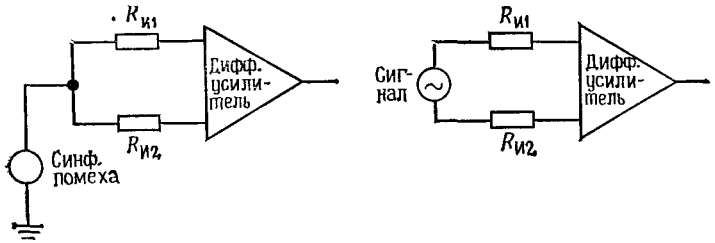


Рис. 7.16.

цепь для резисторов обратной связи, как на рис. 7.17. Этот вариант Т-образной цепи для дифференциального усилителя обсуждался в разд. 7.06 и 3.18. При обозначенных на рис. 7.17 значениях параметров усиление дифференциального напряжения будет около 1000 (60 дБ). Для точности коэффициента усиления 0,1% полное сопротивление

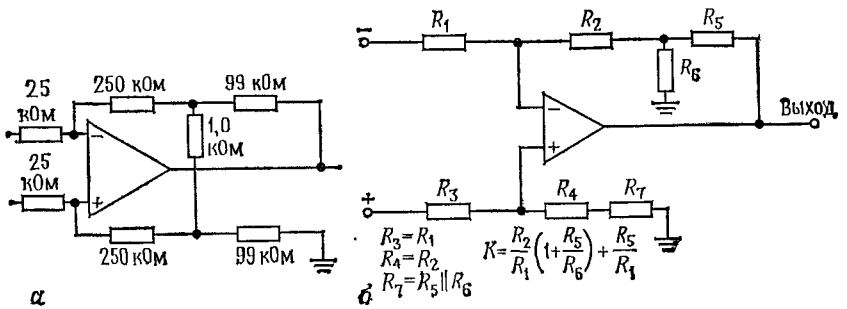


Рис. 7.17.

источника должно быть меньше 25 Ом и согласовано (на выводах источника) до 0,25 Ом для получения КОСС 100 дБ. Это по-прежнему неприемлемые требования к источникам для большинства применений. Например, тензодатчик имеет внутреннее полное сопротивление около 350 Ом[1].

Радикальное решение этой проблемы заключается в использовании повторителя или неинвертирующего усилителя для получения высокого входного полного сопротивления. Наиболее простой способ — добавить повторители к обычному дифференциальному усилителю

[1] Несогласованность выходных сопротивлений датчиков на их выводах возникает из-за утечек на постоянном и переменном токе. Последние обусловлены емкостными и индуктивными связями проводов и корпуса датчика с окружающими предметами и играют особо важную роль.— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

(рис. 7.18). При получающихся колоссальных значениях входного полного сопротивления вопросы полного сопротивления источника нас уже не волнуют, по крайней мере на постоянном токе. На более высоких частотах снова надо иметь согласованное полное сопротивление источника для синфазных сигналов, поскольку входная емкость схемы в комбинации с сопротивлением источника образует делитель напряжения. Под «высокими частотами» часто имеется в виду просто частота напряжения сети, так как наводка синфазной помехи от сети питания схемы — это обычная неприятность; на такой частоте входная емкость в несколько пикофарад неважна.

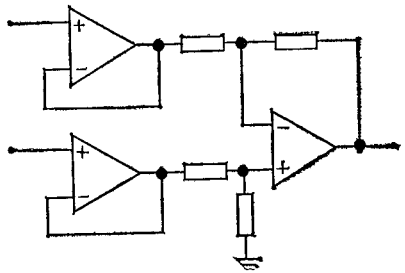


Рис. 7.18.

7.09. Стандартный измерительный усилитель на трех ОУ

Одним из недостатков только что описанной схемы с повторителем на рис. 7.18 является то, что в ней требуется большое КОСС и в повторителях, и в выходном ОУ. Поскольку входные буферные усилители работают с единичным усилением, все подавление синфазных помех должно происходить в выходном усилителе, что требует, как было указано, прецизионного согласования резисторов. Схема на рис. 7.19 в этом смысле значительно лучше. Она представляет собой стандартную конфигурацию измерительного усилителя. Входной каскад — это удачное сочетание двух ОУ, обеспечивающее большой дифференциальный коэффициент усиления и единичный коэффициент усиления синфазных сигналов без какого-либо особо точного согласования резисторов. Его дифференциальный выход представляет собой сигнал с существенно уменьшенной (относительно) синфазной составляющей и используется для возбуждения схемы обычного дифференциального усилителя. Этот последний часто бывает включен с единичным коэффициентом усиления, и его задача — получение однополюсного выходного сигнала и подавление остаточного синфазного сигнала. В этой схеме

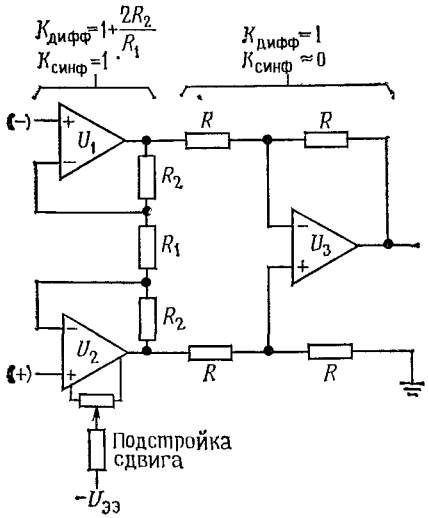


Рис. 7.19. Классический измерительный усилитель.

отпадает надобность в том, чтобы выходной ОУ имел большое КОСС, и не требуется прецизионного согласования резисторов в схеме U_3. Настройка нуля сдвига для всей схемы может быть сделана, как показано, на одном из входных ОУ. Они (входные ОУ) должны, однако, иметь высокое КОСС, и выбирать их следует тщательно.

В виде гибридных ИМС измерительные усилители с описанной стандартной конфигурацией выпускаются несколькими фирмами.

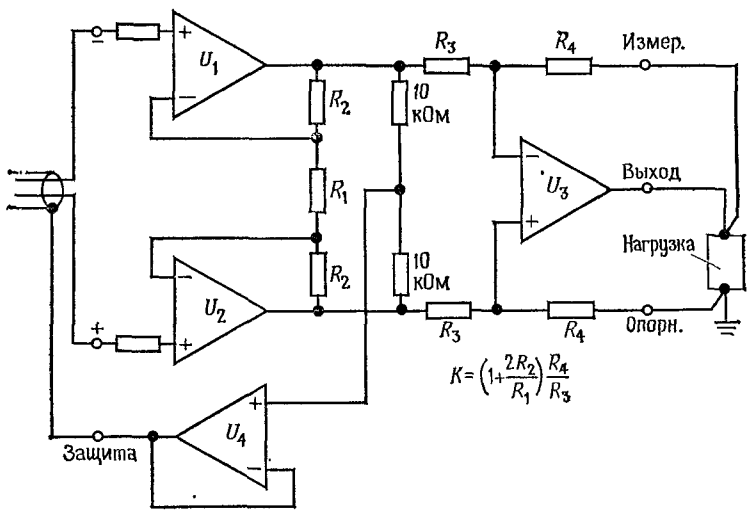


Рис. 7.20. Измерительный усилитель с выводами защиты, измерительным и опорного напряжения.

Все компоненты, кроме резистора R_1, встроены, а коэффициент усиления устанавливается единственным внешним резистором R_1. Примерами таких модулей являются микромощный LH0036, AD522 и прецизионный 3630. У всех этих усилителей коэффициент усиления имеет диапазон от 1 до 1000, КОСС — около 100 дБ и входное полное сопротивление более 100 МОм. Модуль LH0036 может работать от такого низкого напряжения питания, как ± 1 В. Модуль 3630 имеет линейность коэффициента усиления около 0,002%, начальный сдвиг напряжения менее 25 мкВ и дрейф напряжения сдвига не более 0,25 мкВ/°С. Предусмотрена и возможность внешней настройки нуля напряжения сдвига и КОСС. Не путайте эти модули с «измерительным операционным усилителем» 725, который представляет собой просто хороший ОУ, предназначенный для использования в схемах измерительных усилителей. На рис. 7.20 показана полная схема измерительного усилителя, как она обычно строится.

Несколько замечаний об этой схеме измерительного усилителя:

а) Усиленный синфазный сигнал с выхода U_4 может быть использован как «защитное» напряжение для ослабления эффектов емкости

кабеля и утечек. При таком включении защитный выход должен быть соединен с экраном входного кабеля. Если резистор установки коэффициента усиления (R_1) не установлен непосредственно рядом с усилителем (существует отдельная панель регулировки — компоновка, которой следует избегать), то его (R_1) соединения также должны быть экранированы и защищены. б) Выводы ИЗМЕРЕНИЕ и ОПОРНЫЙ дают возможность измерять выходное напряжение непосредственно на нагрузке, так что благодаря обратной связи можно исключить потери в соединительных проводах, ведущих к внешней схеме. К тому же ОПОРНЫЙ вывод дает возможность смещать выходной сигнал на постоянный уровень (или на величину другого сигнала), но полное сопротив-

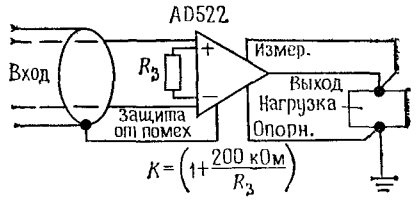


Рис. 7.21. Схема включения ИМС измерительного усилителя.

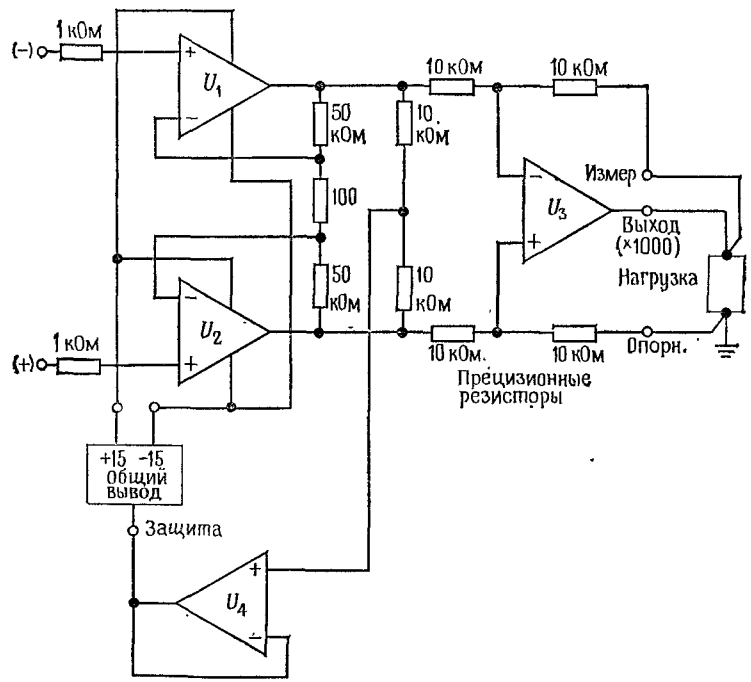


Рис. 7.22. Измерительный усилитель со следящей связью по питанию для повышения КОСС.

ление между ОПОРНЫМ выводом и землей должно быть малым, иначе упадет КОСС. (в) Для обоих входных усилителей требуется путь для отвода входного тока смещения; нельзя, например, просто подсоеди-

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

нить к входу термопару. На рис. 7.21 показана простая схема включения ИМС измерительного усилителя с использованием выводов защиты входа, измерения и опорного.

Следящая связь по питанию. КОСС входных ОУ может оказаться лимитирующим фактором для подавления синфазных помех во всей схеме. Если нужны значения КОСС около 120 дБ, то можно применить прием, показанный на рис. 7.22. U_4 измеряет уровень синфазного сигнала и управляет общей точкой маломощного плавающего расщепленного источника питания для U_1 и U_2. Эта схема следящей связи эффективно гасит синфазный сигнал для U_1 и U_2, поскольку на их входах нет синфазных колебаний относительно их собственного питания. U_3 и U_4 питаются от общего источника питания, как обычно. Эта схема может творить чудеса с КОСС, по крайней мере на постоянном токе. При возрастании частоты приходится иметь дело с обычными проблемами согласования полных сопротивлений и входных емкостей.

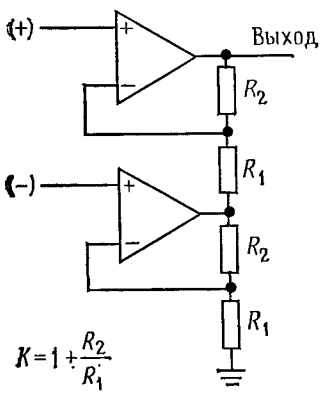


Рис. 7.23.

Конфигурация с двумя ОУ. На рис. 7.23 показана схема, которая обеспечивает большое входное полное сопротивление с помощью только двух ОУ. Поскольку подавление синфазного сигнала происходит здесь не в два этапа, как в схеме с тремя ОУ, для получения хорошего КОСС требуется прецизионное согласование резисторов, подобно тому как это было в стандартной схеме разностного усилителя.

Специализированные ИМС измерительных усилителей. Существует несколько интересных конфигураций измерительных усилителей, выпускаемых в виде монолитных (и поэтому дорогих) ИМС; некоторые из них имеют очень хорошие рабочие параметры. В них используются другие методы, чем в рассматриваемых схемах. *Дифференциальные усилители с преобразованием проводимости (в цепи обратной связи).* В этих схемах, представителями которых являются LF352 и AD521, большое значение КОСС достигается без согласования внешних сопротивлений. И только коэффициент усиления устанавливается отношением пары навесных резисторов. На рис. 7.24 показана функциональная схема LF352. В ней используются две пары дифференциальных усилителей — преобразователей проводимости с навесными резисторами, устанавливающими в каждом случае коэффициент усиления. Один из усилителей управляется входным сигналом, а другой — выходным сигналом, отсчитываемым относительно входа опорного напряжения. Схема содержит ОУ, выходное напряжение которого обеспечивает согласование токов. В LF352 используются ПТ

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

для поддержания низкого уровня входных токов, а в AD521 используются биполярные транзисторы для достижения малого напряжения смещения и малого дрейфа (табл. 7.4).

Усилители с периодической компенсацией дрейфа. Недавно разработанные схемы усилителей с периодической компенсацией дрейфа [1] (или установкой нуля) могут сильно повлиять на принципы

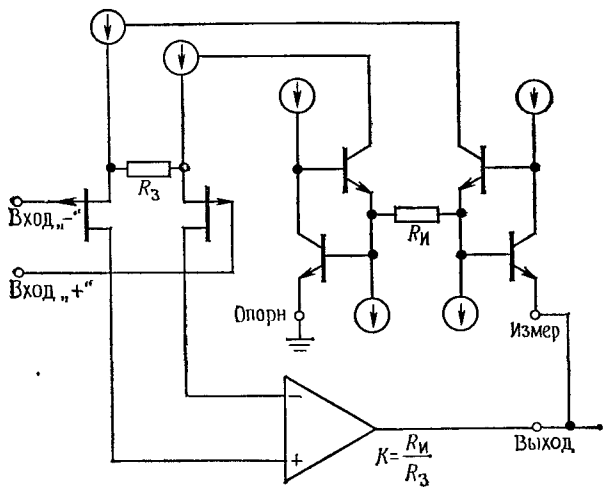


Рис. 7.24. Функциональная схема интегральной схемы измерительного усилителя LF352.

построения прецизионных ОУ и измерительных усилителей. Техника ПКД позволяет создавать МОП-транзисторные ОУ со сдвигом в несколько микровольт и дрейфом менее 0,1 мкВ/°С. Это на два или три порядка лучше, чем у обычных МОП ПТ ОУ. Основная идея состоит в размещении двух МОП-транзисторных ОУ и набора МОП-транзисторных ключей на одном кристалле (чипе); пока у одного из усилителей настраивается нуль — входное напряжение сдвига при этом запоминается на конденсаторе, второй работает как обычный ОУ для входного сигнала, имея зафиксированное ранее напряжение сдвига включенным последовательно с входным сигналом. Операционные усилители периодически меняются ролями коммутацией МОП-транзисторных ключей, поэтому их дрейф и сдвиг эффективно компенсируются. Не путайте эти усилители со «стабилизированными прерыванием» усилителями (М-ДМ), которые преобразуют сигнал в переменный ток, усиливают его, а затем преобразуют обратно в постоянный (модуляция — демодуляция). В аппаратуре ПКД сигнал всегда проходит через опера-

[1] Принцип периодической компенсации дрейфа (ПКД) известен достаточно давно. Проблема была в создании полупроводниковой ИМС, содержащей все необходимые элементы.— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Измерительные усилители

Тип	ПТ вход	Тип с преобразованием проводимости	Наличие опорного напряжения для выхода	Питание: напряжение, В: мин	Питание: напряжение, В: макс	Питание: ток макс, мА	Максимальные входные погрешности: сдвиг напряжения: вх [1]: мВ	вх [1]: мВ/°С	вых [1]: мВ	вых [1]: мкВ/°С	Ток смещения, нА	Ток сдвига, нА	Дифференц входное полное сопротивление: R [2], Ом	C, пФ	КОСС на постоянном токе: $K=1$, дБ	$K=1000$, мин.
LH0036	—	—	—	2	36	0,6	1	10 [6]	5	15 [6]	100	40	3E8	—	50	100
LH0037	—	—	—	—	44	8,4	1	10 [6]	5	15 [6]	500	100	3E8	—	50	—
LH0038 [3]	—	—	—	10	36	2	0,1	0,25	10	25 [6]	100	5	5E6	—	—	114
LF352	V	V	V	10	36	2,2	30	10 [6]	400	600 [6]	0,04	0,02	2E12	2,5	65	105
AD521	—	V	V	10	36	5	3	15	400	400	80	20	3E9	1,8	70	100
AD522	—	—	—	10	36	10	—	6	0,4	50	25	20	1F9	—	75	100
3630B	—	—	—	10	40	14	0,025	0,75	0,2	10	50	50	1E10	3	90	110
3660K	—	V	—	14	40	6	1	2	300	500	200	20	2E10/K	9	70	110
ICL7605 [5]	V	—	—	2	18	5	0,005	0,1	—	—	1,5	—	—	—	100 [6]	100 [6]

Продолжение

Тип	Скорость нарастания В/мкс	Полоса пропускания —3 дБ, кГц: $K=1$	Полоса пропускания —3 дБ, кГц: $K=1000$	Ширина полосы пропускания при точности 1%, кГц: $K=1$	Ширина полосы пропускания при точности 1%, кГц: $K=1000$	Время установления до 0,1%, мкс: $K=1$	Время установления до 0,1%, мкс: $K=1000$	Шум: напряжение (0,1—10 Гц), мкВ от пика к пику: Вх [1]	Шум: напряжение (0,1—10 Гц), мкВ от пика к пику: Вых [1]	Шум: напряжение (10 Гц—10 кГц), мкВ (эфф): Вх [1]	Шум: напряжение (10 Гц—10 кГц), мкВ (эфф): Вых [1]	Шум: ток (10 Гц—10 кГц), пА (эфф)
LH0036	0,3	350	0,35	—	—	8	600	—	—	5	—	—
LH0037	0,5	350	0,35	—	—	—	—	—	—	—	—	—
LH0038 [3]	0,3	—	1,6	—	—	—	80 [4]	0,2	—	0,2	—	10
LF352	1	140	7	5	1,5	15	200	1,3	670	8	450	0,01
AD521	10	2000	40	75	6	7	35	0,5	150	1,2	30	—
AD522	0,1	300	0,3	—	—	500 [4]	20 000 [4]	1,5	15	—	15	—
3630B	0,5	150	2,5	20	0,2	60	500	1,2	—	1,0	—	20
3660K	1,8	800	22	20	3	17	50	3	900	1	130	50
ICL7605 [5]	0,5	0,01	0,01	Медленный		Медленный		5	—	—	—	—

[1] Шум и погрешности могут быть разделены на составляющие, обусловленные как входом, так и выходом. Полный шум (или погрешность), таким образом, дается выражением Вх + Вых /K [2] Фортранная запись $aEx=a\ 10^x$ [3] Диапазон коэффициента усиления 100—2000. [4] До 0,01% [5] Тип ПКД (см. разд. 7.09) [6] Среднее значение

ционный усилитель с обычной для такового частотной характеристикой.

Фирма Intersil начала выпуск ПКД-усилителей с ОУ ICL7600, в котором используется частота переключения (коммутации) 160 Гц. У него начальный сдвиг равен 5 мкВ, а дрейф меньше 0,1 мкВ/°С и 0,2 мкВ/год. Соответствующий ему измерительный усилитель ICL7605 использует базовый ПКД ОУ совместно с коммутацией «плавающего конденсатора» (рис. 7.25). МОП-транзисторные ключи дают возможность запомнить дифференциальный входной сигнал на конденсаторе, а затем усилить его с помощью неинвертирующего усилителя, построенного на принципе ПКД. Усилитель 7605 имеет диапазон синфазного входного напряжения, превосходящий на 0,3 В обе границы напряжения питания.

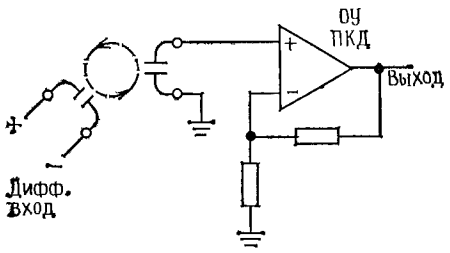


Рис. 7.25.

Некоторые минимальные модификации схемы необходимы, если мы хотим встроить ПКД-усилитель в существующую схему на ОУ, поскольку существуют переходные процессы в ключах и другие побочные влияния на входной сигнал. Кроме того, есть ситуации, в которых ПКД-усилители совершенно непригодны, например в системах с быстродействующими многоканальными АЦП.

ШУМЫ УСИЛИТЕЛЕЙ

Почти в любой области измерений значение предельно различимого слабого сигнала определяется шумом — мешающим сигналом, который забивает полезный сигнал. Если даже измеряемая величина и не мала, наличие шума снижает точность измерения. Некоторые виды шума неустранимы принципиально (например, флуктуации измеряемой величины), и с ними можно бороться только методами усреднения сигнала и сужения полосы, которые мы обсудим в гл. 14. Другие виды шума (например, помехи на радиочастоте и «петли заземления») могут быть уменьшены или исключены с помощью разных приемов, включая фильтрацию, а также тщательное продумывание расположения проводов и элементов схемы. И наконец, существует шум, который возникает в процессе усиления, и его можно уменьшить применением малошумящих усилителей. Хотя техника осреднения сигнала применяется часто для извлечения сигнала, маскируемого шумом, имеет смысл для начала убедиться, что система свободна от всех устранимых помех и обладает наименьшим, практически возможным шумом усилителя. Мы начнем с разговора об источниках происхождения и характеристиках различных видов шумов, от которых страдают электронные схемы. Потом мы займемся обсуждением шумов транзисторов и ПТ, включая

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

методы проектирования малошумящих схем при заданном источнике сигнала. Здесь мы приведем несколько конструктивных примеров. После небольшого обсуждения шумов дифференциального усилителя и усилителя с обратной связью мы посвятим заключительный раздел обсуждению надлежащего заземления и экранирования, а также исключению помех и наводок.

7.10. Происхождение и виды шумов

Поскольку термин «шум» применяется ко всему тому, что маскирует полезный сигнал, шумом может оказаться какой-нибудь другой сигнал («помеха»); но чаще всего этот термин означает «случайный» шум физической (чаще всего тепловой) природы. Шум характеризуется своим частотным спектром, распределением амплитуд и источником (происхождением). Сейчас мы назовем основных «возмутителей спокойствия».

Джонсоновский [1] ***шум.*** Любой резистор на плате генерирует на своих концах некоторый шум напряжения, известный как «шум Джонсона». У него горизонтальный частотный спектр, что означает одинаковую мощность шума на всех частотах (разумеется, до некоторого предела). Шум с горизонтальным спектром называется «белым шумом». Реальное напряжение шума в незамкнутой цепи, порожденное сопротивлением, находящимся при температуре T, дается формулой

$$U_{\text{ш. эфф}} = U_{\text{ш}\,R} = (4kTRB)^{1/2},$$

где k — постоянная Больцмана, T — абсолютная температура в кельвинах (К=°С+273,16), а B — полоса частот в Гц. Таким образом, $U_{\text{ш. эфф}}$ — это то, что получится на выходе совершенно бесшумного полосового фильтра с полосой пропускания шириной B, если подать на его вход напряжение, порожденное резистором при температуре T. При комнатной температуре (68°F=20°C=293K)

$$4kT = 1{,}62 \cdot 10^{-20} B^2/\text{Гц Ом},$$
$$(4kTR)^{1/2} = 1{,}27 \cdot 10^{-10} R^{1/2} \text{В}/\text{Гц}^{1/2} =$$
$$= 1{,}27 \cdot 10^{-4} R^{1/2} \text{ мкВ}/\text{Гц}^{1/2}.$$

Например, резистор на 10 кОм при комнатной температуре имеет среднеквадратичное напряжение шума в разомкнутой цепи порядка 1,3 мкВ, измеренное в полосе 10 кГц (измерять можно, например, подсоединив резистор к усилителю с высокой разрешающей способностью и наблюдая напряжение на выходе усилителя вольтметром). Сопротивление источника этого напряжения равно просто R. На рис. 7.26 показана простая зависимость плотности напряжения шума Джонсона (среднеквадратичное напряжение на корень квадратный из ширины полосы) от сопротивления источника.

[1] Тепловой.— *Прим. ред.*

Амплитуда напряжения шума Джонсона, вообще говоря, в данный конкретный момент непредсказуема, но она подчиняется закону распределения Гаусса (рис. 7.27), где $P(U)dU$ — это вероятность того, что мгновенное значение напряжения заключено между U и $U+dU$, а $U_ш$ есть определенное выше среднеквадратичное эффективное напряжение шума.

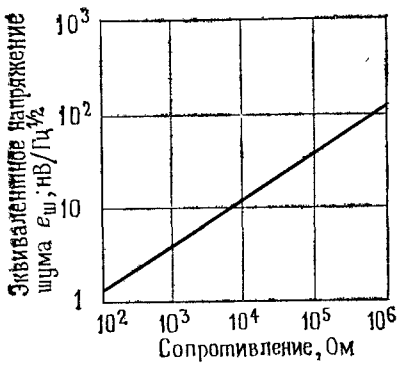


Рис. 7.26. Зависимость напряжения теплового шума от сопротивления. (National Semiconductor Corp.)

Значение шума Джонсона состоит в том, что он устанавливает нижнюю границу напряжения шумов любого детектора, источника сигнала или усилителя, имеющего выходное сопротивление. Активная часть полного сопротивления источника порождает шум Джонсона, смещает и нагружает резисторы усилителя. Скоро мы увидим, как действует этот эффект.

Интересно отметить, что любой физический аналог сопротивления (любой механизм потерь энергии в физической системе, например вязкое трение малых частиц жидкости) имеет связанные с ним флуктуации соответствующей физической величины (в приведенном примере — это флуктуации скоростей частиц, проявляющиеся как хаотическое броуновское движение). Шум Джонсона — это просто специальный случай такого флуктуационно-диссипативного явления.

Шум Джонсона не следует путать с дополнительным шумовым напряжением, возникающим из-за эффекта флуктуации сопротивления, когда приложенный извне ток проходит через резистор. Этот «избыточный шум» имеет спектр приблизительно $1/f$, и он сильно зависит от конкретной конструкции резистора. Мы об этом поговорим позже.

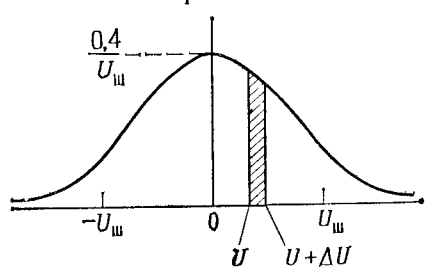


Рис. 7.27.

$p(U, U+dU)=(1/U_ш\sqrt{2\pi})\,e^{-\left(U^2/2U_ш^2\right)}\,dU$, где $U_ш$ есть эффективный шум. Площадь заштрихованной области равна вероятности нахождения мгновенного значения напряжения между U и $U+\Delta U$.

Дробовой шум. Электрический ток представляет собой движение дискретных зарядов, а не плавное непрерывное течение. Конечность заряда приводит к статистическим флуктуациям тока, определяемым формулой

$$I_{ш.\,эфф} = I_{ш\,R} = (2qI_{п.\,т}B)^{1/2},$$

где q — заряд электрона $1{,}60\cdot10^{-19}$ Кл, а B — ширина полосы частот измерения. Например, «установившийся» ток в 1 А фактически имеет

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

флуктуации со среднеквадратичным значением 57 нА в полосе шириной 10 кГц, т. е. он отклоняется примерно на 0,000006%. Относительные флуктуации больше для меньших токов: «установившийся» ток в 1 мкА имеет флуктуации (среднеквадратичные) в той же полосе частот 0,006%, т. е.— 85 дБ. При постоянном токе 1 пА среднеквадратичные флуктуации тока (полоса та же) будут 56 фА, т. е. отклонение на 5,6%! Дробовой шум — это «шум дождя на жестяной крыше». Как и резистивный шум Джонсона, это гауссовский белый шум.

Шум 1/f (фликкер-шум). Дробовой и тепловой шумы — это неуменьшаемые виды шума, происходящие вследствие действия физических законов. Самый дорогой и тщательно изготовленный резистор имеет тот же тепловой шум, что и дешевый углеродный резистор с тем же сопротивлением. Реальные устройства имеют к тому же различные источники «избыточных шумов». У реальных резисторов бывают флуктуации сопротивления, порождающие дополнительное напряжение шума (которое складывается с постоянно присутствующим напряжением теплового шума), пропорциональное протекающему через резистор постоянному току. Этот шум зависит от многих факторов конструкции конкретного резистора, включая резистивный материал и в особенности концевые соединения. Вот типичные значения избыточного шума различных типов резисторов, выраженные в микровольтах на вольт приложенного к резистору напряжения (приводится среднеквадратичное значение, измеренное на одной декаде частоты):

Углеродно-композитные	От 0,10 мкВ до 3,0 мкВ
Углеродно-пленочные	От 0,05 мкВ до 0,3 мкВ
Металлопленочные	От 0,02 мкВ до 0,2 мкВ
Проволочные	От 0,01 мкВ до 0,2 мкВ

Этот шум имеет спектр примерно $1/f$ (постоянная мощность на декаду частоты) и иногда называется «розовым шумом». Шум, возникающий по другим причинам, также часто имеет спектр $1/f$; примерами таких шумов являются шум тока базы у транзисторов и шум катодного тока в электронных лампах. Любопытно, что величина $1/f$ встречается в природе в самых неожиданных проявлениях, например, скорости океанических течений, поток песка в песочных часах, движение поездов в Японии, а также годовой сток Нила за последние 2000 лет. Если построить график громкости звучания какого-нибудь произведения классической музыки, то опять-таки получится спектр $1/f$! Общий принцип, объясняющий происхождение шумов со спектром $1/f$, не найден, хотя он, казалось бы, носится в воздухе, но в каждом отдельном случае часто можно определить источник такого шума.

Помехи. Как уже говорилось, одной из форм шумов являются мешающие сигналы или паразитные наводки. В этом случае спектр и амплитудные характеристики зависят от мешающего сигнала. Например, наводка 60 (или 50) Гц имеет спектр в виде пика (или ряда пиков) и относительно постоянную амплитуду, а шум зажигания автомобиля,

шум грозовых разрядов и другие шумы импульсных источников имеют широкий спектр и всплески амплитуды. Другим источником помех являются радио- и телепередающие станции (особенно серьезна эта проблема около больших городов), окружающее электрооборудование, моторы, лифты, метро, выключатели, переключательные стабилизаторы, телевизоры. Все эти проблемы существуют в слегка измененном виде во всех тех случаях, когда что-нибудь влияет на параметр, который вы измеряете. Например, оптический интерферометр восприимчив к вибрации, а на чувствительные измерения радиочастот может повлиять внешний радиочастотный сигнал. Многие схемы, равно как детекторы и даже кабели, чувствительны к вибрациям и звуку, они, по торговой терминологии, страдают «микрофонным эффектом».

От многих из этих источников шума можно отделаться путем экранирования и фильтрации, как будет сказано в этой главе ниже. Иной раз приходится принимать совершенно драконовские меры, включая монолитные каменные столы (для виброизоляции), комнаты с постоянной температурой, звукопоглощающие камеры и комнаты с электрической экранировкой.

7.11. Отношение сигнал/шум и коэффициент шума

Перед тем как вдаваться в детальное рассмотрение шума усилителя и проектирования малошумящих схем, нам нужно определить несколько терминов, которые употребляются для описания шумовых характеристик усилителей. Сюда включаются относительные значения напряжений шумов, измеренные в одной и той же точке схемы. Обычно напряжения шумов соотносятся с входным сигналом усилителя (хотя все измерения производятся на выходе), т. е. шумы усилителя и источника сигнала описываются через эквивалентные напряжения шумов на входе, которые могли бы дать на выходе наблюдаемый шум. Это имеет смысл тогда, когда вы хотите оценить относительный шум, добавленный усилителем к шуму источника сигнала, независимо от коэффициента усиления; это вполне практично, поскольку основной шум усилителя обычно порождается входным каскадом. Если не оговорено противное, напряжение шума всегда будет относиться к входному сигналу.

Плотность мощности шума и ширина полосы. Для теплового и дробового шума напряжение, которое мы измеряем, зависит и от полосы частот измерения (чем шире смотришь, тем больше видишь), и от самих переменных параметров источника (R и I) шума. Поэтому обычно определяется среднеквадратичная плотность напряжения шума $u_ш$:

$$U_{ш.\,эфф} = u_ш B^{1/2} = (4kTR)^{1/2} B^{1/2},$$

где $U_{ш.\,эфф}$ — среднеквадратичное напряжение шума, измеренное в полосе ширины B. У источников белого шума $u_ш$ не зависит от частоты, а розовый шум, например, имеет спад $u_ш$ в 3 дБ/октава. Часто используется величина $u_ш^2$ — среднее значение квадрата плотности шума. Поскольку $u_ш$ всегда относится к среднеквадратичному значению, а $u_ш^2$ — к среднему значению квадрата, то для получения $u_ш^2$ достаточно возвести в квадрат $u_ш$. Это выглядит просто (и по сути просто), но мы хотим быть уверены, что вы не запутаетесь.

Заметьте, что величины B и $B^{1/2}$ являются множителями для перехода от величин, обозначаемых строчными буквами, к величинам, обозначаемым прописными буквами. Например, для теплового шума резистора R имеем

$$u_{ш\,R} = (4kTR)^{1/2}\ \text{В/Гц}^{1/2}, \quad u_{ш\,R}^2 = 4kTR\ \text{В}^2/\text{Гц},$$
$$U_{ш.\,эфф} = u_{ш\,R} \cdot B^{1/2} = (4kTRB)^{1/2}\ \text{В},$$
$$U_{ш.\,эфф}^2 = u_ш^2 B = 4kTRB\ \text{В}^2.$$

В данных изготовителя даются графики $u_ш$ или $u_ш^2$, соответственно в единицах «нановольт на корень из герца» или «вольт в квадрате на герц». Величины $e_ш$ и $i_ш$, которые скоро будут введены, используются точно так же.

При сложении двух некоррелированных сигналов (два шума или сигнал и шум) складываются квадраты амплитуд $u = (u_C^2 + u_ш^2)^{1/2}$, где u — это эффективное значение сигнала, полученного сложением сигнала с эффективным значением u_C и шума с эффективным значением $u_ш$. Эффективные значения нельзя суммировать!

Отношение сигнал/шум. Отношение сигнал/шум (С/Ш) определяется по формуле

$$\text{С/Ш} = 10 \lg (u_C^2/u_ш^2)\ \text{дБ},$$

где для напряжений указаны эффективные значения, а ширина полосы и некоторая центральная частота оговорены, т. е. это есть отношение (в децибелах) эффективного напряжения полезного сигнала к эффективному значению имеющегося шума. Сам «сигнал» может быть синусоидальным, или несущей частотой с модуляцией, или даже шумоподобным сигналом. Если сигнал имеет узкополосный спектр, то существенно, в какой полосе измеряется отношение С/Ш, так как оно падает, если полоса измерений шире полосы, содержащей спектр сигнала: энергия шума увеличивается с расширением полосы, а энергия сигнала остается постоянной.

Коэффициент шума. Любой реальный источник сигнала в измерительном устройстве генерирует шум из-за наличия теплового шума в его внутреннем сопротивлении (реальная часть комплексного полного сопротивления). Конечно, могут быть и дополнительные источники шума от других причин. Коэффициент шума усилителя — это просто отношение в децибелах выходного сигнала реального усилителя к выходному сигналу «совершенного» (бесшумного) усилителя с тем же коэффициентом усиления; входным сигналом в обоих случаях является

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

тепловой шум подключенного ко входу усилителя резистора:

$$КШ = 10\lg[(4kTR_И + u_ш^2)/4kTR_И] = 10\lg(1 + u_ш^2/4kTR_И)\ дБ,$$

где $u_ш^2$ средний квадрат напряжения шума на герц, даваемого усилителем с бесшумным (холодным) резистором $R_И$ на входе. Значение $R_И$ существенно, поскольку напряжение шума, порождаемого усилителем, сильно зависит от сопротивления источника (рис. 7.28).

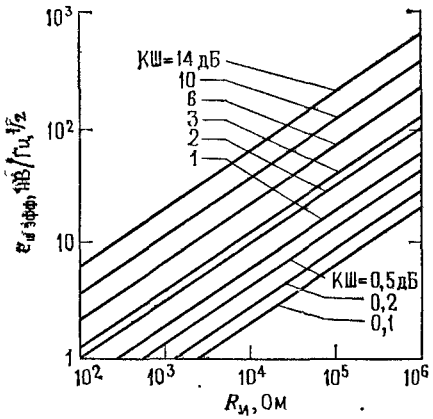


Рис. 7.28. Зависимость эффективного напряжения шума от коэффициента шума и сопротивления источника. (National Semiconductor Corp).

Коэффициент шума является удобной характеристикой качества усилителя, если при заданном активном сопротивлении источника вы хотите сравнить усилители (или транзисторы, для которых также определяется КШ). Коэффициент шума изменяется с изменением частоты и сопротивления источника, поэтому он часто задается графически в виде линий уровня КШ относительно частоты и $R_И$. Он также может быть указан в виде набора графиков его зависимости от частоты — одна кривая на каждое значение тока коллектора или аналогичного набора графиков зависимости КШ от $R_И$ — также одна кривая на каждое значение тока коллектора.

Огромное заблуждение: не пытайтесь улучшить положение добавлением последовательного резистора к источнику сигнала для попадания в область минимального КШ. Таким образом вы для улучшения усилителя просто добавите источник шума! Коэффициент шума есть величина весьма обманчивая еще и потому, что спецификация КШ (например, 2 дБ) для транзистора или ПТ всегда дается при оптимальной комбинации $R_И$ и $I_К$ ($I_С$). Об истинных рабочих характеристиках эта величина говорит мало, кроме разве того, что изготовитель считает полезным похвастаться коэффициентом шума.

Вообще говоря, при вычислении характеристик усилителя легче всего не запутаться, если придерживаться отношения С/Ш, подсчитанного для данного напряжения и полного сопротивления источника. Вот как перейти от КШ к отношению С/Ш:

$$С/Ш = 10\lg(u_С^2/4kTR_И) - КШ\ (дБ)\quad (при\ R_И),$$

где $u_С$ — среднеквадратичная амплитуда сигнала, а КШ — коэффициент шума для усилителя при данном полном сопротивлении источника сигнала $R_И$.

Мы уверены, что, прочитав следующие два раздела, вы никогда больше не будете введены в заблуждение коэффициентом шума!

7.12. Шум тока и напряжения транзисторного усилителя

Шум, порождаемый усилителем, легко описать с помощью простой модели, достаточно точной для многих целей. На рис. 7.29 $e_ш$ обозначает источник шума напряжения, последовательный по отношению к входному сигналу, а $i_ш$ обозначает шум входного тока. Транзистор (или вообще усилитель) предполагается бесшумным и просто усиливает напряжение входного шума, которое приходит к нему. Таким образом, усилитель дает полное напряжение шума $e_у$, которое связано с входным таким образом:

$$e_{у.\ эфф} = [e_ш^2 + (R_И i_ш)^2]^{1/2}\ В/Гц^{1/2}.$$

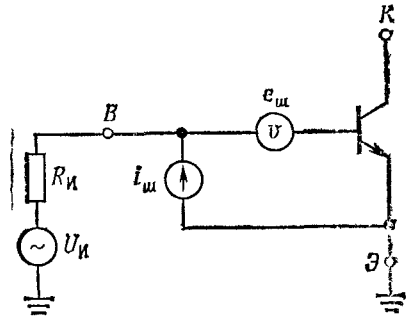


Рис. 7.29.

Два слагаемых в скобках — это входное напряжение шума и напряжение шума, порождаемое прохождением шума входного тока усилителя через сопротивление источника. Поскольку эти два шума обычно не коррелированы, то, складывая квадраты их амплитуд, получаем эффективное напряжение шума, поступающего на усилитель. При малом сопротивлении источника преобладает шум напряжения $e_ш$, а при большом — шум тока $i_ш$.

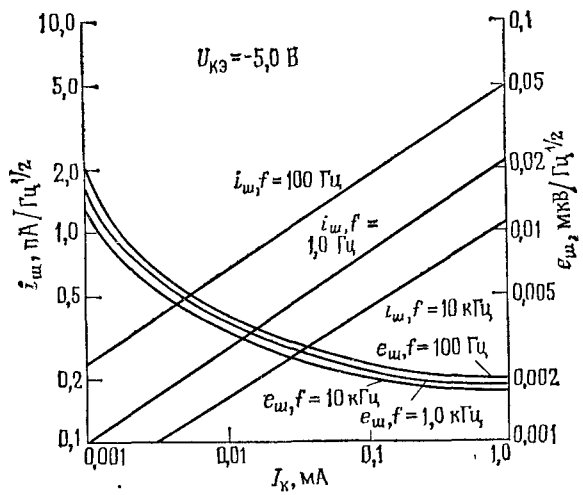


Рис. 7.30. Зависимости эквивалентного среднеквадратичного входного напряжения шума $e_ш$ и входного тока шума $i_ш$ от коллекторного тока для *npn*-транзистора 2N4250. (Fairchild Camera and Instrument Corp.)($i_ш$, f=1 кГц, а не 1 Гц — Прим. ред.)

На рис. 7.30 просто для иллюстрации приведены кривые зависимости $e_ш$ и $i_ш$ от $I_К$ и f для 2N4250. Сейчас мы вникнем в некоторые

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

детали, описывая эти величины и демонстрируя, как вести проектирование для минимизации шума. Стоит отметить, что шум напряжения и тока для транзистора лежит в диапазоне нановольт и пикоампер на корень из герца.

Шум напряжения $e_ш$. Эквивалентный генератор шумового напряжения рассматривают как включенный последовательно с базой транзистора. Этот генератор есть сумма теплового шума, порожденного объемным сопротивлением базы $r_б$, и дробового шума коллекторного тока, порождающего шум напряжения на дифференциальном сопротивлении эмиттера $r_э$. Эти два слагаемых имеют следующий вид:

$$e_ш^2 = 4kTr_б + 2qI_К r_э^2 = 4kTr_б + 2(kT)^2/(qI_К)\ \text{В}^2/\text{Гц}.$$

Оба они являются гауссовскими белыми шумами. В дополнение к этому существует некоторый шум фликкер-эффекта, порожденный прохождением тока базы через $r_б$. Он существен лишь при больших значениях тока базы, т. е. при больших токах коллектора. Поэтому э. д. с. $e_ш$ постоянна в большом диапазоне значений токов коллектора: она увеличивается при малых токах (дробовой шум тока через возрастающее сопротивление $r_э$) и при достаточно больших токах (шум фликкер-эффекта от прохождения $I_Б$ через $r_б$). Последний эффект существен только на низких частотах из-за зависимости $1/f$. Пример: на частотах свыше 10 кГц у 2N4250 $e_ш$ равно 5 нВ/Гц при $I_К$=10 мкА и 2 нВ/Гц при $I_К$=100 мкА. На рис. 7.31 показаны кривые зависимости $e_ш$ от частоты и тока для малошумящей дифференциальной *npn*-пары LM394.

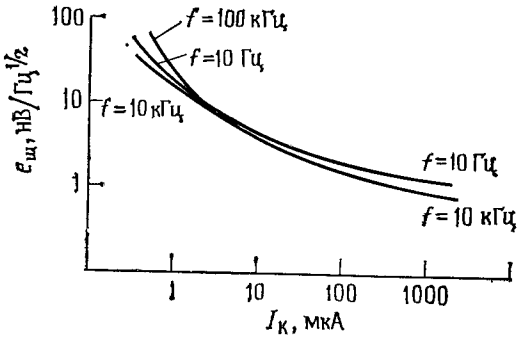


Рис. 7.31. Зависимость входного напряжения шума $e_ш$ от коллекторного тока для биполярного транзистора LM394.

Шум тока $i_ш$. Шумовой ток следует учитывать, поскольку он порождает дополнительный шум напряжения на полном сопротивлении источника сигнала. Основным источником шума тока являются флуктуации дробового шума в установившемся токе базы, складывающиеся с флуктуациями, порожденными шумом фликкер-эффекта в $r_б$. Вклад дробового шума — это шум тока, возрастающий пропорционально корню квадратному из $I_Б$ (или $I_К$) и имеющий плоский частотный спектр, в то время как составляющая шума фликкер-эффекта растет с $I_К$ быстрее и имеет обычную частотную зависимость вида $1/f$. Опять взяв для примера 2N4250 на частотах свыше 10 кГц, имеем $i_ш$ около 0,1 пА/Гц при $I_К$=10 мкА и 0,4 пА/Гц при $I_К$=100 мкА. Шум тока растет, а шум напряжения спадает при увеличении $I_К$. В следующем разделе мы увидим, как это учитывается при выборе значений рабочих токов в малошумящих схемах. На рис. 7.32 показаны графики зависимости $i_ш$ от частоты и тока для малошумящей схемы LM394.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

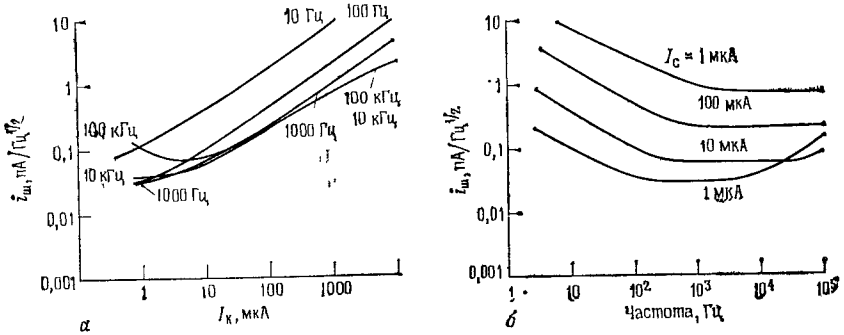


Рис. 7.32. Входной ток шума для биполярного транзистора LM394.
а — зависимость от тока коллектора; *б* — зависимость от частоты.

7.13. Проектирование малошумящих схем на биполярных транзисторах

Тот факт, что $e_ш$ падает, а $i_ш$ растет с ростом тока, дает возможность оптимизировать рабочий ток транзистора для получения минимального шума при данном источнике сигнала. Снова взглянем на модель (рис. 7.33). «Бесшумный» источник сигнала $u_И$ имеет добавку в виде генератора напряжения шума (теплового шума) его внутреннего сопротивления e_R^2(ист)$=4kTR_И$ В^2/Гц. Усилитель добавляет сюда свой собственный шум:

$$e_у^2 = e_ш^2 + (i_ш R_И)^2\ \text{В}^2/\text{Гц}.$$

Таким образом, напряжение шума усилителя добавляется к входному сигналу и к тому же шум тока усилителя порождает шум напряжения на внутреннем сопротивлении источника. Эти два шума не коррелированы (за исключением очень высоких частот), поэтому их квадраты складываются. Наша цель—как можно сильнее уменьшить общий шум усилителя. Это легко сделать, если известно $R_И$, поскольку достаточно посмотреть на зависимость $e_ш$ и $i_ш$ от $I_К$ на частотах сигнала и выбрать $I_К$, минимизирующее $e_ш^2 + (i_ш R_И)^2$. Если вам повезло и у вас есть картина линий уровня коэффициента шума, то вам легко будет найти оптимальное значение $I_К$.

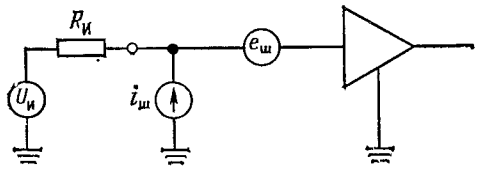


Рис. 7.33.

Пример расчета коэффициента шума. Предположим для примера, что у нас есть малый сигнал с частотой около 1 кГц, сопротивлением источника порядка 10 кОм и мы хотим построить усилитель на базе 2N4250. Из кривых $e_ш$ — $i_ш$ можно заключить, что сумма вкладов тока и напряжения (источник 10 кОм) будет минимальной при токе коллектора 10—20 мкА (рис. 7.34). Поскольку с уменьшением $I_К$ шум тока падает быстрее, чем растет шум напряжения, то разумно использовать чуть меньшие токи коллектора, особенно если предвидится работа на низких частотах ($i_ш$ резко растет при уменьшении частоты). Можно независимо оценить коэффициент шума, используя значения $e_ш$ и $i_ш$ на частоте 1 кГц:

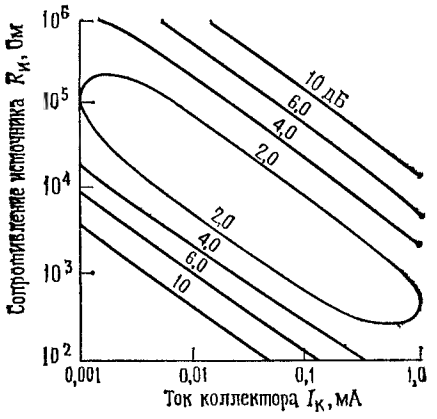


Рис. 7.34. Линии уровня коэффициента узкополосного шума для транзистора 2N4250. (Fairchild Camera and Instrument Corp.)
$U_{КЭ}=-5{,}0$ В; $f=1{,}0$ кГц, ширина полосы 150 Гц.

$$КШ = 10 \lg \{1 + [e_ш^2 + (i_ш R_И)^2]/(4kTR_И)\} \text{ дБ}$$

при $I_К=10$ мкА, $e_ш=3{,}8$ нВ/Гц$^{1/2}$, $i_ш=0{,}29$ пА/Гц и $4kTR_И=1{,}65\times 10^{-16}$ В^2/Гц для сопротивления источника 10 кОм. Вычисленный таким образом коэффициент шума равен 0,6 дБ. На рис. 7.35 показана зависимость КШ от частоты, где выбрано $I_К=20$ мкА при $R_И=10$ кОм. Этот выбор значения тока коллектора примерно совпадает с результатом, который был получен с помощью рис. 7.34 (линии уровня коэффициента шума при частоте 1 кГц), хотя реальный коэффициент шума по этим линиям оценить трудно — можно только сказать, что он меньше 2 дБ.

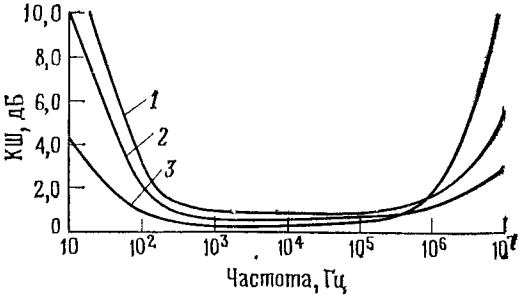


Рис. 7.35. Зависимость коэффициента шума (КШ) от частоты для трех значений $I_К$ и $R_И$ у транзистора 2N4250. (Faichild Camera and Instrument Corp.)
$U_{КЭ}=-0{,}5$В; *1* — $I_К=500$ мкА, $R_И=1$кОм; *2* — $I_К=250$ мкА, $R_И=5$ кОм; *3* — $I_К=20$ мкА, $R_И=10$ кОм.

Упражнение 7.2. Найдите оптимальное значение $I_К$ и соответствующий коэффициент шума при $R_И=100$ кОм и $f=1$ кГц, используя график на рис. 7.30. Проверьте ответ по кривым коэффициента шума (рис. 7.34).

Для других схем усилителя (повторитель, усилитель с заземленной базой) коэффициент шума при данных $R_И$ и $I_К$ и неизменных $e_ш$ и $i_ш$ будет в сущности тот же самый. Конечно, усилитель с единичным коэффициентом усиления (повторитель) просто «передает» проблемы уменьшения шума следующему каскаду, поскольку сигнал не будет усилен до такой степени, которая позволяет не думать о снижении шумов в следующих каскадах.

Графический метод оценки шума усилителя по $e_ш$ и $i_ш$. Только что представленная читателю техника расчета шума, хотя и непосредственна, но придает всей теме проектирования усилителей какой-то устрашающий вид. Если поставить не на место постоянную Больцмана, то вдруг получается усилитель с коэффициентом шума 10 000 дБ! В этом разделе мы опишем очень полезную упрощенную технику оценки шума.

Метод состоит в том, что сначала выбирается интересующая нас частота для извлечения $e_ш$ и $i_ш$ в зависимости от $I_К$ из паспортных данных транзистора. Затем при заданном токе коллектора строится график $e_у$ — полного вклада $e_ш$ и $i_ш$ в шум в зависимости от сопротивления источника $R_И$. На рис. 7.36 показано, как он выглядит при частоте

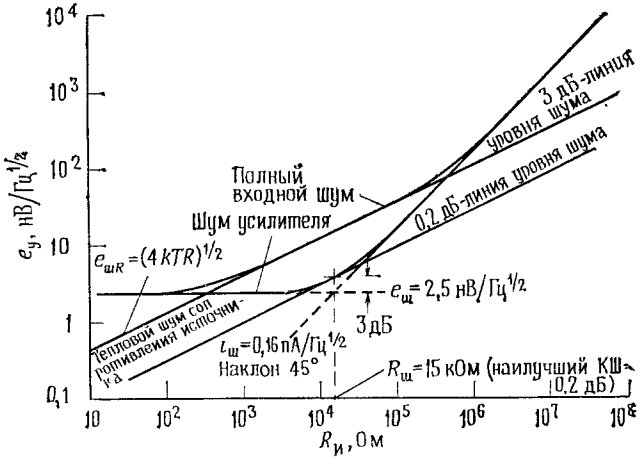


Рис. 7.36. Зависимость напряжения входного шума усилителя ($e_у$) как суммы параметров $e_ш$ и $i_ш R_И$ от сопротивления источника сигнала,
Шум для входного каскада LM394 на частоте 1 кГц, $I_К=50$ мкА; $T_К=2{,}5$ нв/Гц$^{1/2}$; $i_ш=0{,}16$ пА/Гц$^{1/2}$; $R_ш=e_ш/i_ш=15$ кОм.

1 кГц для дифференциального усилителя, использующего согласованные транзисторы со сверхвысоким β LM394, работающие при коллекторном токе 50 мкА. Шум напряжения $e_ш$ постоянный, а напряжение $i_ш R_И$ возрастает пропорционально $R_И$, т. е. с наклоном 45°. Линия шума усилителя строится как показано на рисунке, причем надо тщательно убедиться, что она проходит через точку 3 дБ (отношение напряжений около 1,4) над точкой пересечения линий шума напряже-

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

ния $e_ш$ и тока $i_ш R_И$. Также строится линия напряжения шума сопротивления источника, которая оказывается линией уровня коэффициента шума 3 дБ. Другие линии уровня КШ — это прямые, ей параллельные, как вскоре будет показано на примерах.

Наилучший коэффициент шума (0,2 дБ) при этом коллекторном токе и этой частоте имеет место при сопротивлении источника 15 кОм, и легко видеть, что коэффициент шума меньше 3 дБ будет при сопротивлении источника между 300 Ом и 500 кОм, — точки, в которых линия уровня коэффициента шума 3 дБ пересекает график шума усилителя.

Следующий шаг состоит в построении других кривых шума на том же графике при различных токах коллектора и частотах, а возможно и для других типов транзисторов, с целью вычислить рабочие параметры усилителя. Перед тем как двигаться в этом направлении дальше, покажем, как можно к одному и тому же усилителю применять два различных параметра, характеризующие шум: шумовое сопротивление $R_ш$ и коэффициент шума КШ (при $R_ш$), которые оба получаются непосредственно из графиков.

Шумовое сопротивление. Наименьший коэффициент шума в этом примере получается при сопротивлении источника 15 кОм, что равно отношению $e_ш$ к $i_ш$. Так определяется шумовое сопротивление $R_ш = e_ш/i_ш$. Коэффициент шума источника с таким сопротивлением можно найти из приведенного ранее выражения:

$$\text{КШ (при } R_ш) = 10 \lg[1 + 1{,}23 + 10^{20}(e_ш^2/R_ш)] \text{ дБ} \approx 0{,}2 \text{ дБ}.$$

Шумовое сопротивление не существует реально в транзисторе или где-то еще. Это параметр, который показывает сопротивление источника, дающее минимальный коэффициент шума, так что в идеальном случае надо менять ток коллектора так, чтобы подогнать $R_ш$ поближе к реальному сопротивлению источника. $R_ш$ отвечает точке, в которой пересекаются графики $e_ш$ и $i_ш$.

Коэффициент шума для сопротивления источника, равного $R_ш$, находится по приведенной выше формуле.

Альтернатива: биполярный транзистор или ПТ. Давайте поиграем с этой методикой. Постоянным яблоком раздора среди инженеров является вопрос о том, что лучше: биполярные или полевые транзисторы? Мы покорно предоставим решение этого вопроса единоборству лучших представителей двух состязающихся сторон. В интересах честной борьбы мы позволим сражаться двум командам National Semiconductor, выбрав двух единоборцев.

Итак, в биполярном углу — великолепный монолитный LM394— согласованная пара со сверхвысоким β,— уже готовый к состязаниям (см. выше). Он будет действовать на частоте 1 кГц с током коллектора от 1 мкА до 1 мА (рис. 7.37).

Команда ПТ представлена монолитной парой 2N6483 n-канальных ПТ с p—n-переходом, знаменитой своим потрясающе низким уровнем шумов и превосходящей, как принято считать, по этим параметрам

биполярные транзисторы. Согласно паспортным данным, она рассчитана только на диапазон тока стока от 100 до 400 мкА (рис. 7.38).

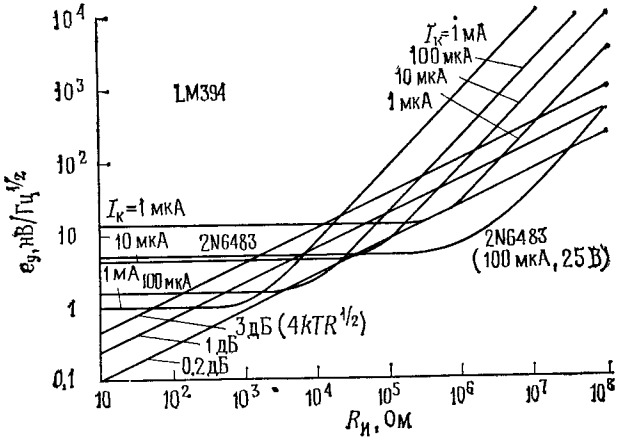


Рис. 7.37. Полное напряжение входного шума $e_ш$ усилителя на биполярном транзисторе LM394 при различных условиях в сравнении с ПТ с p—n-переходом 2N6483.
Монолитная согласованная пара *npn*-биполярных транзисторов LM394 при 1 кГц и $I_К$ = =1 мкА÷10 мА.

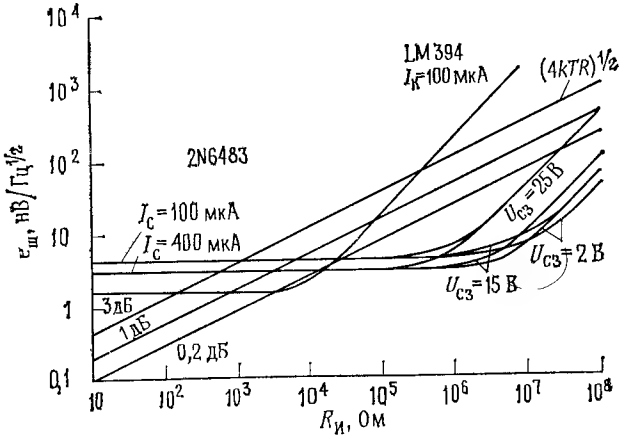


Рис. 7.38. Полное напряжение входного шума $e_ш$ для ПТ с p—n-переходом 2N6483 в сравнении с биполярным транзистором LM394.
Монолитная согласованная пара ПТ с p—n-переходом 2N6484 при 1 кГц и $I_С$ =100÷400 мкА, $U_{СЗ}$=2÷25 В

Кто же победитель? Решение оказывается двойственным. Полевой транзистор набирает очки по минимизации коэффициента шума КШ($R_ш$), достигая феноменального значения 0,05 дБ и держась нам-

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

ного ниже 0,2 дБ при полном сопротивлении источника от 100 кОм до 100 МОм. В области больших сопротивлений источника ПТ непобедимы. Биполярные транзисторы действуют лучше при малых сопротивлениях источника, в частности меньших 5 кОм, и могут достигать 0,3 дБ КШ при $R_И$=1 кОм при соответствующем выборе тока коллектора. Для сравнения: ПТ имеют КШ при сопротивлении источника 1 кОм не лучше 2 дБ из-за большего шума напряжения $e_ш$ [1].

Малое полное сопротивление источника. Биполярно-транзисторные усилители могут обеспечить очень хорошие шумовые параметры в диапазоне полного сопротивления источника от 200 Ом до 1 МОм; соответствующий ток коллектора лежит обычно в диапазоне от нескольких миллиампер до 1 мкА, т. е. токи коллектора, используемые во входном каскаде малошумящего усилителя, несколько меньше, вообще говоря, чем в не оптимизированных по уровню шума каскадах усилителя.

При очень малых полных сопротивлениях источника (например, 50 Ом) всегда будет преобладать шум напряжения транзистора и коэффициент шума будет неудовлетворительным. В этом случае лучше всего использовать трансформатор для увеличения уровня (и сопротивления источника) сигнала, рассматривая сигнал на вторичной обмотке как сигнал источника. Высококачественные преобразователи сигнала выпускаются фирмами James и Princeton Applied Research. Например, выпускаемая последней фирмой модель ПТ-предусилителя 116 имеет наименьший коэффициент шума при полном сопротивлении источника сигнала ~1 МОм. Сигналы частоты 1 кГц с полным сопротивлением источника порядка 100 Ом плохо согласуются с таким усилителем, поскольку шум напряжения усилителя будет намного больше теплового шума источника сигнала; в результате, если такой сигнал подать прямо на усилитель, коэффициент шума будет равен 11 дБ. Если же использовать встроенный (необязательный) повышающий трансформатор, то уровень сигнала повышается вместе с полным сопротивлением источника, превышая шум напряжения усилителя, и коэффициент шума становится равным 1,0 дБ.

На радиочастотах, начиная к примеру, приблизительно от 100 кГц, хороший трансформатор сделать легко как для «настраиваемых» (узкополосных), так и для широкополосных сигналов. При таких частотах легко построить «трансформаторную линию передачи» с широкой полосой частот и очень хорошими параметрами. Некоторые способы для этого мы рассмотрим в гл. 13, т. 2. А вот на низких частотах (звуковые и ниже) применение трансформаторов проблематично.

Три замечания: (а) Напряжение растет пропорционально отношению числа витков в обмотках, а полное сопротивление — пропорционально квадрату этого отношения. Поэтому выходное полное сопротивление

[1] Г. Отт в своей книге (см. доп. список в предисловии и литературу к данной главе) справедливо критикует коэффициент шума как параметр, по которому стоит вести проектирование, указывая на его обманчивость.— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

трансформатора, повышающего напряжение в два раза, превосходит входное полное сопротивление в четыре раза (за счет запасания энергии). (б) Трансформаторы несовершенны. При низких частотах сигнала может доставить хлопоты магнитное насыщение, при высоких — емкость и индуктивность обмоток, и всегда есть потери из-за магнитных свойств сердечника и сопротивления обмоток. Это сопротивление к тому же является источником теплового шума. Тем не менее при работе с источником сигнала, имеющим малое полное сопротивление, выбора у вас нет, а применение трансформатора, как показывают рассмотренные примеры, дает огромный выигрыш. Для улучшения режима работы с малым уровнем сигнала и малым сопротивлением его источника можно применять и экзотическую аппаратуру вроде охлаждаемых трансформаторов, сверхпроводящих трансформаторов, а также СКИП (Сверхпроводящие Квантовые Интерференционные Приборы) [1]. С помощью СКИПов можно измерять напряжения порядка 10^{-15} В! (в) Снова предупреждаем: не пытайтесь улучшать режим работы, добавляя последовательный резистор к источнику сигнала с малым полным сопротивлением! Вы просто окажетесь очередной жертвой распространенного заблуждения насчет коэффициента шума.

Большое сопротивление источника. При больших значениях сопротивления источника, превышающих, скажем, 100 кОм, преобладает шум тока транзистора, поэтому лучшим устройством для усиления с малыми шумами будет ПТ. Хотя у него шум напряжения обычно больше, чем у биполярного транзистора, но ток затвора и его шум исчезающе малы, поэтому ПТ являются идеальными устройствами для усилителей, работающих с источником сигнала с большим полным сопротивлением и дающих малый шум. В связи с этим иногда полезно трактовать тепловой шум как шум тока $i_ш = u_ш/R_И$. Это позволяет сравнивать вклад шума источника и шума тока усилителя (рис. 7.39).

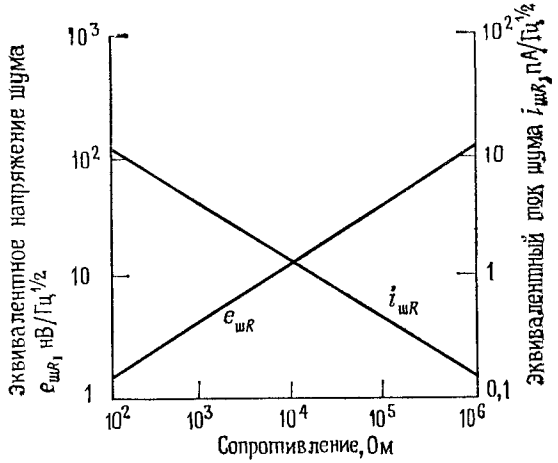


Рис. 7.39. Зависимость плотности напряжения теплового шума от сопротивления при температуре 25°С. Показана также плотность тока шума закороченной эквивалентной схемы. (National Semiconductor Corp.)

[1] SQUID (Superconducting quantum interference devices).— *Прим. перев.*

7.14. Шум ПТ

Для ПТ можно воспользоваться той же моделью шума усилителя, что и для биполярного транзистора, т. е. последовательно со входом соединить источник шума напряжения и параллельно присоединить источник шума тока. При этом анализировать шумовые параметры можно так же, как это делалось для биполярных транзисторов (см., например, рис. 7.38 в разделе, посвященном сравнению ПТ и биполярных транзисторов).

Шум напряжения ПТ с p—n-переходом. Для ПТ с $p-n$-переходом шум напряжения есть, в сущности, тепловой шум сопротивления [1] канала, который дается формулой

$$e_{ш}^2 = 4kT\,[{}^2/_3\,(1/g_m)]\ \text{В}^2/\text{Гц},$$

где величина, обратная крутизне, играет роль сопротивления в формуле теплового шума. Поскольку крутизна растет вместе с током стока, для снижения шума напряжения имеет смысл, чтобы ПТ работали с большим током. Кроме того, имеется некоторый фликкер-шум, связанный с током утечки затвора.

Выбирая большой ток стока для минимизации шума напряжения в ПТ-усилителях, следует, однако, помнить, что могут ухудшиться другие режимные параметры. В частности, такие параметры, как дрейф сдвига напряжения, КОСС и коэффициент усиления по напряжению ухудшаются с ростом тока стока. Очевидно, что следует искать компромисс.

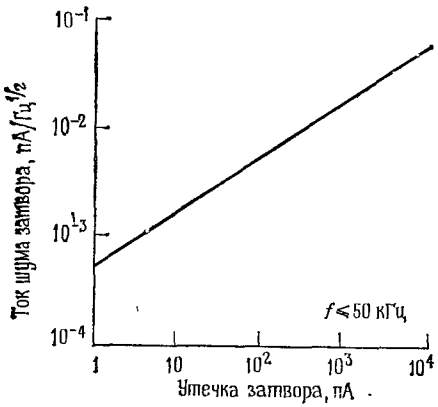


Рис. 7.40. Зависимость входного тока шума от тока утечки затвора для ПТ с $p-n$-переходом. (National Semiconductor Corp.)

МОП-транзисторы обычно имеют намного большие значения шума напряжения, чем ПТ с $p-n$-переходом, причем преобладает шум $1/f$, поскольку спад $1/f$ лежит у них в диапазоне достаточно высоких частот: от 10 до 100 кГц. По этой причине МОП-транзисторы обычно не используются в малошумящих усилителях на частотах, меньших 1 МГц.

Шум тока ПТ с p—n-переходом. При низких частотах шум тока $i_ш$ крайне мал — он возникает из дробового шума тока утечки затвора (рис. 7.40):

$$i_{ш.\,эфф} = (3{,}2\cdot 10^{-19} I_{З\,ут} B)^{1/2}\ \text{А}.$$

Кроме того, в некоторых ПТ присутствует шумовая компонента фликкер-эффекта. Шум тока растет с ростом температуры, как ток утечки

[1] Точнее — динамического сопротивления истока,— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

затвора. Обратите внимание на быстрый рост утечки затвора у n-канального ПТ с $p-n$-переходом, который имеет место при больших значениях $U_{СЗ}$ (см. разд. 6.09).

На средних и высоких частотах есть еще одна компонента шума, а именно действительная часть входного полного сопротивления со стороны затвора. Эта составляющая обусловлена действием емкости обратной связи (эффект Миллера), когда существует сдвиг фазы на выходе, порожденный емкостью нагрузки; иначе говоря, часть выходного сигнала, сдвинутая по фазе на 90°, проходя через емкость обратной связи $U_{ЗС}$, создает эффективное сопротивление на входе, равное

$$R = (1+\omega C_Н R_Н)/(\omega^2 g_m C_{ЗС} C_Н R_Н^2)\ \text{Ом}.$$

Например, p-канальный ПТ с $p-n$-переходом 2N5266 имеет ток шума 0,005 пА/Гц и напряжение шума $e_ш \approx 12$ нВ/Гц — то и другое за счет $I_{З\,ут}$ и на частоте 10 кГц. Ток шума начинает ползти вверх при частоте около 50 Гц. Эти цифры примерно в 100 раз лучше по $i_ш$ и в 5 раз хуже по $e_ш$, чем соответствующие значения рассмотренного ранее 2N4250.

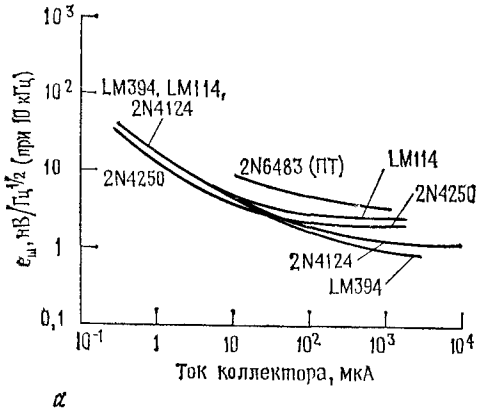
С помощью ПТ можно достичь хороших шумовых параметров в диапазоне полного сопротивления от 10 кОм до 100 МОм. Предусилитель модели 116 имеет коэффициент шума 1 дБ и лучше при полном сопротивлении источника от 5 кОм до 10 МОм в диапазоне частот от 1 до 10 кГц. Этот предусилитель на умеренных частотах имеет напряжение шумов 4 нВ/Гц и ток шумов 0,013 пА/Гц.

7.15. Выбор малошумящих транзисторов

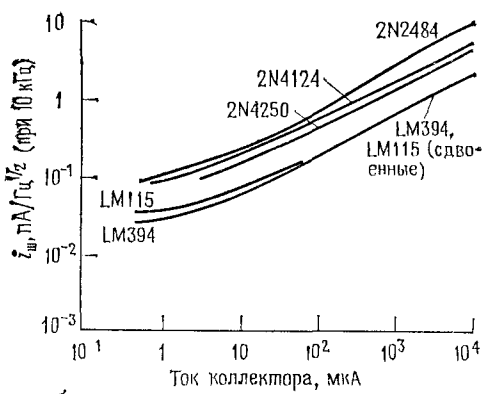
Как упоминалось раньше, биполярные транзисторы благодаря их малому входному шуму напряжения имеют наилучшие шумовые параметры при малых значениях сопротивления источника. Шум напряжения $e_ш$ уменьшается за счет выбора транзистора с малым объемным сопротивлением базы $r_б$ и за счет работы при большом токе коллектора (пока $h_{21Э}$ остается большим). При больших сопротивлениях источников надо, наоборот, уменьшать шум тока путем снижения тока коллектора.

При большом сопротивлении источника лучшим выбором является ПТ. Его шум напряжения может быть уменьшен увеличением тока стока, когда прямое прохождение будет наибольшим. ПТ, предназначенные для работы в малошумящих устройствах, имеют большое значение k (см. разд. 6.04), что означает большую входную емкость. Например, у малошумящего 2N6483 емкость $C_{Зи}$=20 пФ, а у слаботочного 2N5902 ПТ емкость $C_{Зи}$=2 пФ.

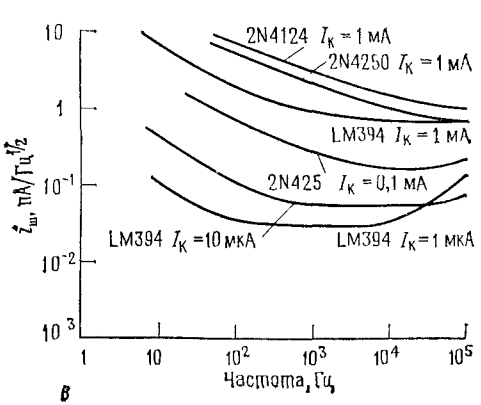
На рис. 7.41 и 7.42 показаны сравнительные шумовые характеристики некоторых распространенных и широко используемых транзисторов.



а



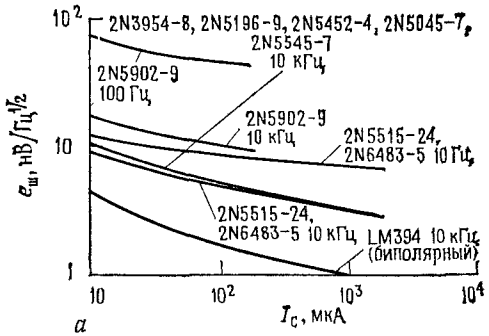
б



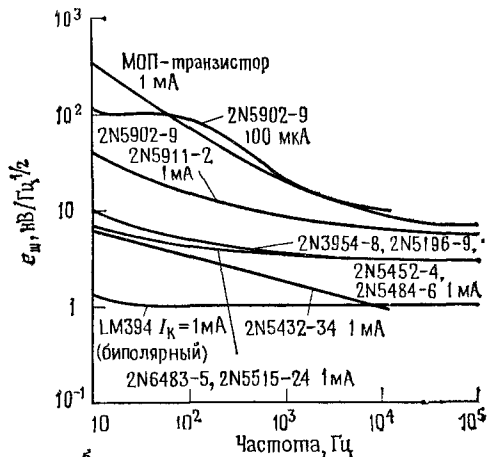
в

Рис. 7.41. Входные шумы некоторых популярных биполярных транзисторов.

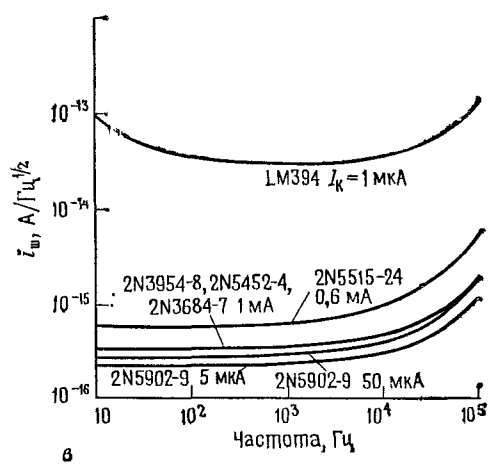
а — зависимость входного напряжения шума $e_ш$ от тока коллектора; *б* — зависимость входного тока шума $i_ш$ от тока коллектора, *в* — зависимость тока входного шума от частоты.



а



б



в

Рис. 7.42. Входные шумы некоторых популярных ПТ.

а — зависимость входного напряжения шума ($e_ш$) от тока стока $I_С$; *б* — зависимость входного напряжения шума от частоты; *в* — зависимость входного тока шума $i_ш$ от частоты

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

7.16. Шум дифференциальных усилителей и усилителей с обратной связью

Малошумящие усилители часто делаются дифференциальными для получения обычных преимуществ в виде малого дрейфа и хорошего подавления синфазных сигналов. Когда подсчитываются шумовые характеристики дифференциального усилителя, надо помнить: а) следует брать отдельно коллекторные токи, а не их суммы для извлечения из данных изготовителя $e_ш$ и $i_ш$; б) $i_ш$, приходящееся на каждый входной контакт, будет то же самое, что и для одновходового усилителя; в) $e_ш$, приходящееся на один вход при заземленном другом, будет на 3 дБ (т. е. в 1,414 раза) больше, чем в случае отдельного транзистора.

В усилителях с обратной связью мы хотим найти эквивалентные источники шума $e_ш$ и $i_ш$ независимо от наличия петли обратной связи, чтобы их можно было использовать, как и раньше, при подсчете шумовых характеристик с заданным источником сигнала. Обозначим шумы схемы с обратной связью через $e_у$ и $i_у$ как шумы усилителя. Тогда весь шум усилителя при сопротивлении источника $R_И$ будет

$$e^2 = e_у^2 + (R_И i_у)^2 \text{ В}^2/\text{Гц}.$$

Рассмотрим два вида обратной связи отдельно.

Неинвертирующий усилитель. Для неинвертирующего усилителя (рис. 7.43) источники шума на входе будут такими:

$$e_у^2 = e_ш^2 + 4kTR_{||} + (i_ш R_{||})^2,$$

где $e_ш$ — это «полный» шум дифференциальной схемы, т. е. на 3 дБ больший, чем для одиночного транзисторного каскада. Дополнительный вклад в шум дают тепловой шум и шум тока входного каскада в резисторах обратной связи. Заметим, что теперь эффективное напряжение

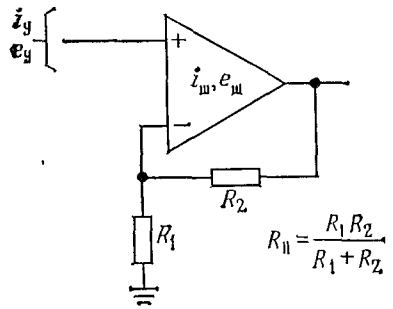


Рис. 7.43.

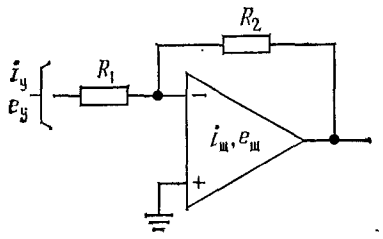


Рис. 7.44.

шума и шум тока не будут абсолютно не коррелированными, поэтому сложение их квадратов может привести к ошибке (не более чем в 1,4 раза).

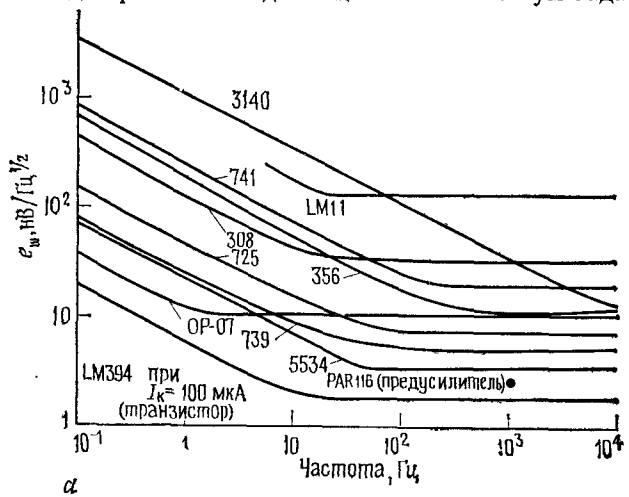
Для повторителя $R_2=0$, поэтому эквивалентный источник шума будет таким же, как у отдельного дифференциального усилителя.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

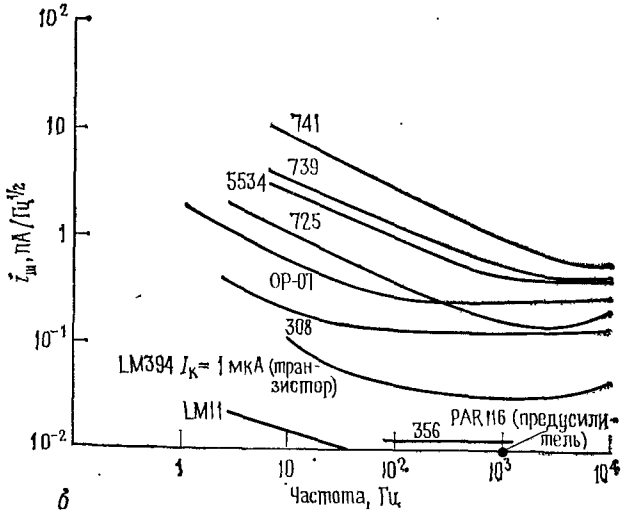
Инвертирующий усилитель. Для инвертирующего усилителя (рис. 7.44) источник входного шума будет равен

$$i_у' = i_ш^2 + 4kT/R_2^2;$$
$$e_у = e_ш^2 + R_1^2 (i_ш^2 + 4kT/R_2^2) = e_у^2 + R_1^2 i_у^2.$$

График для выбора ОУ. Сейчас вы уже владеете всем необходимым аппаратом для расчета входных цепей ОУ. Их шум задается в ви-



а



б

Рис. 7.45. Входные шумы некоторых популярных ОУ.

а — зависимость входного напряжения шума $e_ш$ от частоты; *б* — зависимость входного тока шума $i_ш$ от частоты.

де $e_ш$ и $i_ш$ как для транзисторных, так и для ПТ-устройств. Однако вам ничего не надо выдумывать — вам надо действовать. Вообще говоря, паспортные данные иногда несколько пикантны. Так, например, импульсный шум (popcorn noise) определяется как скачки сдвига в случайные моменты случайной длительности. Этот термин в приличном обществе употреблять не принято [1]. На рис. 7.45 собраны шумовые характеристики нескольких популярных ОУ.

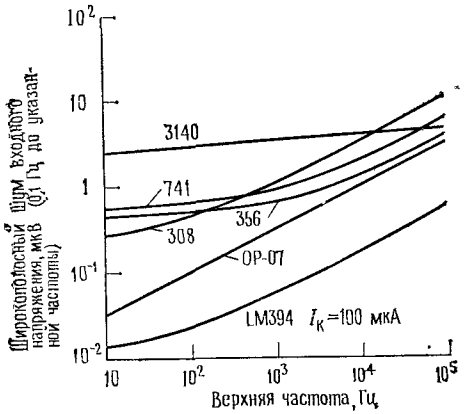


Рис. 7.46. Напряжение широкополосного шума некоторых популярных ОУ.

Широкополосный шум. Операционные схемы обычно имеют связь по постоянному току, и область их рабочих частот простирается до некоторой верхней граничной частоты $f_{ср}$. Поэтому интересно знать полное напряжение шума во всей этой полосе, а не просто плотность мощности шума. На рис. 7.46 представлены графики, показывающие среднеквадратичное напряжение шума в полосе, простирающейся от постоянного тока до указанной частоты; они найдены путем интегрирования кривых мощности шума для различных операционных усилителей.

ИЗМЕРЕНИЕ ШУМА И ИСТОЧНИКИ ШУМА

Определение эквивалентного напряжения шума, тока шума, а отсюда и коэффициента шума и отношения сигнал/шум для любого заданного источника — это довольно примитивный процесс. Из него получаются все данные о шуме усилителя, которые могут вам понадобиться. В основном этот процесс состоит в приложении к входу известного шумового сигнала, а затем — измерении амплитуды на выходе в определенной полосе частот. В некоторых случаях (например, при согласованном входном полном сопротивлении устройства, как это бывает в радиочастотных усилителях) источник сигнала можно заменить генератором с точно известной и управляемой амплитудой колебаний.

[1] Имеется в виду «popcorn nois» — шум жарящихся кукурузных зерен. На самом деле этот жаргонный термин широко используется в литературе. Замечу, что авторы используют во всей книге общепринятый в англоязычной литературе термин «bootstrap» (следящая связь), а это дословно — «привязанная подошва» (к рваному ботинку). Чем «popcorn» хуже «bootstrap» — непонятно.— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

7.17. Измерение без источника шума

В каскаде усилителя, построенного на биполярных или полевых транзисторах и предназначенного для работы на низких и средних частотах, желательно большое входное сопротивление. Мы хотим знать $e_ш$ и $i_ш$, чтобы уметь предсказать отношение сигнал/шум для источника сигнала с произвольным уровнем и внутренним сопротивлением, как обсуждалось выше. Процедура эта проста.

Во-первых, непосредственным измерением определяется коэффициент усиления по напряжению K_U для сигналов из интересующего нас диапазона. Амплитуда их должна быть достаточна, чтобы сделать незаметным собственный шум усилителя, но не настолько велика, чтобы привести усилитель в насыщение.

Во-вторых, закорачивается вход усилителя и измеряется среднеквадратичное напряжение шума на выходе $e_{К\ эфф}$. Отсюда получаем напряжение входного шума на корень из герца по формуле

$$e_{ш.\ эфф} = e_{К\ эфф}/(K_U B^{1/2})\ В/Гц^{1/2},$$

где B — ширина полосы измерения (см. разд. 7.20).

В-третьих, присоединяя ко входным клеммам резистор R, снова измеряем среднеквадратичное напряжение шума $e_{К\ эфф}$. Значение сопротивления резистора должно быть достаточно большим, чтобы была заметна величина появившегося шума тока, но не настолько, чтобы стало доминировать входное сопротивление усилителя. (Если это практически невозможно, то оставьте вход разомкнутым и используйте в качестве R входное сопротивление усилителя). Измеренное напряжение на выходе удовлетворяет соотношению

$$e^2_{К\ эфф} = [e^2_{ш.\ эфф} + 4kTR_И + (i_ш R_И)^2]\, BK^2_U,$$

откуда находится $i_ш$ по формуле

$$i_ш = (1/R_И)\,[(e^2_{К\ эфф}/BK_U) - (e^2_ш + 4kTR_И)]^{1/2}.$$

Если «немножко повезет», то иметь значение будет лишь первое слагаемое под корнем (т. е. шум тока преобладает над шумом напряжения усилителя и над тепловым шумом резистора, вместе взятыми).

Теперь найдем отношение сигнал/шум для сигнала $U_И$ с полным сопротивлением источника $R_И$, а именно:

$$С/Ш = 10\lg(U_И/U_ш)^2 = 10\lg\left[\frac{U^2_И}{(e^2_ш + i^2_ш R^2_И + 4kTR_И)\,B}\right],$$

где числитель есть квадрат напряжения сигнала (предполагается, что он лежит внутри полосы B), а слагаемые знаменателя — это квадраты напряжения шума усилителя, тока шума усилителя, проходящего через сопротивление $R_И$, и теплового шума $R_И$. Заметьте, что расширение полосы пропускания усилителя сверх пределов, необходимых для прохождения сигнала $u_И$, только уменьшает окончательное значение отношения сигнал/шум. Однако если сигнал $U_И$ широкополосный (на-

пример, он сам является шумом), то окончательное значение отношения сигнал/шум не зависит от ширины полосы усилителя. Во многих случаях в приведенной формуле преобладает одно из слагаемых.

7.18. Измерение с источником шума

Описанная техника измерения шумовых характеристик усилителя имеет то преимущество, что для нее не требуется точного и регулируемого источника шума, но зато нужен точный вольтметр и фильтр, а также должна быть известна частотная характеристика коэффициента усиления усилителя при данном сопротивлении подключенного источника. Альтернативный метод измерения шума предполагает подачу на вход широкополосного шумового сигнала известной амплитуды и наблюдение за возрастанием напряжения выходного шума. Хотя эта методика требует точно калиброванного источника шума, зато не нужно никаких предположений о свойствах усилителя, поскольку характеристики шума измеряются прямо в интересующей нас точке — на входе.

Опять-таки необходимые измерения проводятся относительно непосредственно. Вы подсоединяете генератор шума ко входу усилителя, будучи уверенными в том, что полное сопротивление источника $R_И$ — то самое, которое будет у источника, намеченного для работы с этим усилителем. Сначала вы определяете выходное напряжение шума усилителя при ослаблении напряжения источника шума до уровня нулевого выходного сигнала, затем увеличиваете среднеквадратичную амплитуду напряжения источника шума до тех пор, пока выходной сигнал усилителя не увеличится на 3 дБ (что соответствует умножению его среднеквадратичного напряжения на 1,414). Значение напряжения входного шума в полосе измерения при данном значении сопротивления источника равно тому же значению для добавленного сигнала. Поэтому усилитель имеет коэффициент шума

$$КШ = [10 \lg (U_И^2/(4kTR_И) + 1) - 3{,}0] \text{ дБ}.$$

Отсюда можно получить значение отношения сигнал/шум для сигнала любой амплитуды с тем же сопротивлением источника, используя формулу, приведенную в разд. 7.11:

$$С/Ш = 10 \lg (U_И^2/4kTR_И) - КШ (R_И) \text{ дБ}.$$

Существуют хорошие доступные калиброванные источники шума, большинство из которых предоставляют возможность ослабления до прецизионного уровня в микровольтовом диапазоне.

Заметим, что этим способом $e_ш$ и $i_ш$ прямо не определяются, находится только определенное соотношение для источника с данным сопротивлением, равным сопротивлению возбуждающего генератора, который используется при измерении. Конечно, проделав несколько таких измерений с разными выходными сопротивлениями источника шума, вы можете в результате найти значения $e_ш$ и $i_ш$.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Усилители с согласованным входным сопротивлением. Последний способ идеален для измерения шума усилителей, спроектированных в расчете на согласованное сопротивление источника сигнала. Наиболее частыми примерами таких усилителей являются радиочастотные усилители или приемники, предназначенные обычно для работы с полным сопротивлением источника сигнала около 50 Ом и сами имеющие входное сопротивление 50 Ом [1]. В тринадцатой главе мы обсудим причины отступления от нашего обычного критерия, который гласит, что источник сигнала должен иметь малое внутреннее полное сопротивление по сравнению с полным сопротивлением нагрузки, на которую он работает. В этой ситуации $e_ш$ и $i_ш$ по отдельности не важны, имеет значение только общий (с согласованным источником) коэффициент шума или некоторое оговоренное значение отношения сигнал/шум с согласованным источником сигнала оговоренной амплитуды.

Иногда шумовые параметры выражаются явно в виде амплитуды узкополосного сигнала, необходимого для получения определенного отношения сигнал/шум на выходе. Обычный радиоприемник может иметь специфицированное отношение сигнал/шум 10 дБ при среднеквадратичном напряжении входного сигнала 0,25 мкВ и ширине полосы 2 кГц. В этом случае процедура состоит в измерении среднеквадратичного напряжения выходного сигнала приемника в условиях возбуждения входа согласованным источником синусоидального сигнала, вначале выведенным на ноль, а потом дающим возрастающий (синусоидальный) сигнал до тех пор, пока среднеквадратичный выходной сигнал не достигнет уровня 10 дБ; в обоих случаях ширина полосы приемника устанавливается равной 2 кГц. Существенно, чтобы используемый измерительный прибор давал истинное среднеквадратичное напряжение, когда шум и сигнал сочетаются (подробнее об этом см. далее). Заметим, что измерения радиочастотных шумов часто требуют работы с выходными сигналами звукового диапазона.

7.19. Генераторы шумов и сигналов

Широкополосный шум может генерироваться с помощью указанных ранее эффектов, например тепловой шум и дробовой шум. Дробовой шум вакуумного диода — классический источник широкополосного шума, который особенно удобен в работе, поскольку напряжение шума можно точно предсказать. Реже в качестве источника шума применяется стабилитрон. Шумы обоих этих источников имеют спектр частот от нуля до очень больших значений, поэтому они полезны и при измерениях в звуковом диапазоне, и в радиодиапазоне.

Интересный источник шума можно построить с помощью цифровой аппаратуры, в частности длинных сдвиговых регистров, в которых входной сигнал образуется в результате сложения по модулю 2 нескольких фиксированных разрядов (разд. 9.35). В результате образу-

[1] В СССР телевизионный стандарт 75 Ом.— *Прим. ред.*

ется выходной сигнал в виде псевдослучайной последовательности нулей и единиц, которая после прохождения через фильтр нижних частот (после цифро-аналогового преобразования) порождает аналоговый сигнал в виде белого шума со спектром, простирающимся до точки среза фильтра, которая должна быть намного ниже частоты, с которой сдвигается регистр [1]. Такие генераторы могут работать на очень высоких частотах, генерируя шум до 100 и более килогерц. Этот «шум» обладает интересным свойством: по прошествии некоторого времени, определяемого длиной регистра, он в точности повторяется (регистр максимальной длины n бит перед повторением проходит через 2^n-1 состояний). Без особого труда можно этот период продлить на месяцы или годы, хотя секунд, как правило, достаточно. Например, регистр длиной 50 бит, сдвигаемый с частотой 10 МГц, генерирует белый шум со спектром до 100 кГц и временем повторения 3,6 года. Аппаратура для генерации псевдослучайного шума на базе этого метода описана в разд. 9.38. Такие приборы выпускаются в продажу, например модель 3722A фирмы Hewlett-Packard.

Некоторые источники шума могут генерировать как белый, так и розовый шум. У розового шума равные мощности на каждой октаве, а не на каждой частоте. Плотность его мощности (мощность на герц) имеет спад 3 дБ/октава, и для генерации розового шума из входного

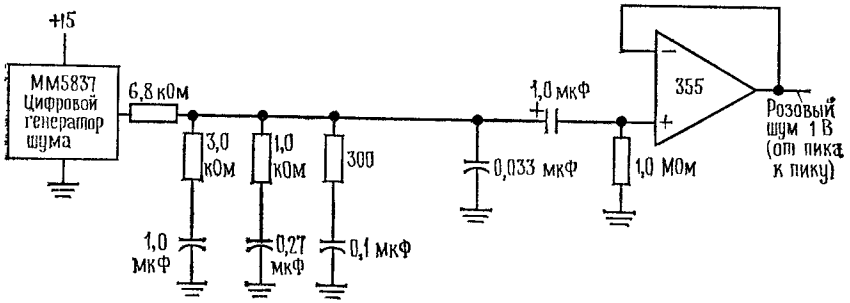


Рис. 7.47. Источник розового шума (—3 дБ/октава, ±0,25 дБ от 10 Гц до 40 кГц).

белого шума необходим довольно сложный фильтр. Схема, представленная на рис. 7.47, работает от ИМС 17-разрядного цифрового генератора белого шума и дает на выходе розовый шум с точностью ±0,25 дБ от 10 Гц до 40 кГц.

Универсальные источники сигнала имеют прецизионно-регулируемую амплитуду выходного сигнала вплоть до микровольтного диапазона и ниже для полосы частот от долей герца до гигагерц. Некоторые из них могут программироваться по цифровой «шине». Пример — синтезирующий генератор сигнала, модель 8660 Hewlett-Packard,

[1] Подробнее см.: Корн Г. Моделирование случайных процессов на аналоговых и аналого-цифровых машинах.— М.: Мир, 1968, с. 125—137.— *Прим. ред.*

с частотой выходного сигнала от 0,01 Гц до 110 МГц, и амплитудой выходного сигнала, калиброванной от 10 нВ до 1 В (среднеквадратичное напряжение), с удобным цифровым дисплеем, шиной внешних соединений (интерфейсом) и шикарными приставками для расширения полосы частот до 2,6 ГГц для модуляции и качания частоты. Это несколько больше, чем обычно нужно для работы.

7.20. Ограничение полосы частот и измерение среднеквадратичного (эффективного) напряжения

Ограничение ширины полосы. При всех измерениях, о которых мы говорили, предполагается, что шум на выходе рассматривается в ограниченной полосе частот. В некоторых случаях усилитель может иметь приспособления для такого ограничения, что облегчает работу. Если это не так, то приходится присоединять к выходу усилителя какой-нибудь фильтр, а потом уже измерять напряжение шума на выходе фильтра.

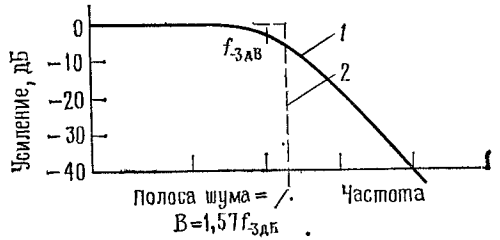


Рис. 7.48.
1 — RC-фильтр (20 дБ/октава); 2 — эквивалентная идеальная характеристика

Проще всего использовать обычный RC-фильтр с точкой, отвечающей значению —3 дБ, установленной примерно на край нужной полосы. Для точного измерения шума нужно знать эквивалентную «полосу шума», т. е. ширину полосы совершенного «прямоугольного» фильтра нижних частот, через который проходило бы такое же напряжение шума (рис. 7.48). Значение ширины этой полосы подставляется вместо B в приведенных выше формулах. После несложных выкладок находим: $B=(\pi/2)f_{-3\,дБ}=1{,}57\ f_{-3\,дБ}$. Для пары каскадно соединенных RC-фильтров (развязанных таким образом, чтобы они не нагружали друг друга) магической формулой будет $B=1{,}22\,f_{-3\,дБ}$. Для фильтра Баттерворта, описанного в разд. 4.05, ширина полосы шумов такова:

$B=1{,}57f_{-3\,дБ}$	1 полюс
$B=1{,}11f_{-3\,дБ}$	2 полюса
$B=1{,}05f_{-3\,дБ}$	3 полюса
$B=1{,}025f_{-3\,дБ}$	4 полюса

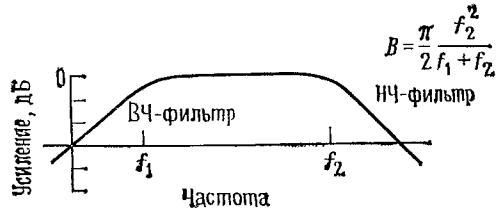


Рис. 7.49.

Если вы хотите провести измерения в ограниченной полосе около некоторой средней частоты, то можно использовать просто пару RC-фильтров (рис. 7.49); в этом случае полоса частот будет иметь указан-

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

ный вид. Если у вас есть опыт контурного интегрирования, можете попробовать сделать следующее упражнение:

Упражнение 7.3. (Факультативное.) Выведите предыдущий результат прямо из свойств характеристик *RC*-фильтров. Мощность входного сигнала предположите равной единице на герц и проинтегрируйте выходную мощность от нуля до бесконечности. Тогда контурный интеграл и будет искомым ответом.

Измерение напряжения шума. Наиболее точный способ измерения выходного шума — это использование выверенного вольтметра среднеквадратичного (эффективного) напряжения. Он работает либо путем измерения нагрева, производимого соответственно усиленным сигналом, либо с использованием аналоговой схемы возведения в квадрат с последующим усреднением. Если вы пользуетесь измерителем истинного среднеквадратичного значения, то сначала проверьте, рассчитан ли он на те частоты, на которых проводятся измерения, потому что некоторые из этих приборов имеют частоту всего несколько килогерц. Измерители истинного среднеквадратичного напряжения также специфицируются по пик-фактору, т. е. предельному отношению пикового напряжения к среднеквадратичному, при котором нет больших потерь точности. При измерении нормальных шумов достаточно иметь пик-фактор от трех до пяти.

Если у вас нет среднеквадратичного вольтметра, то можно воспользоваться простым осредняющим вольтметром переменного тока. В этом случае показания прибора приходится корректировать. Дело в том, что все осредняющие вольтметры (VOM, DMM и т. п.) изначально настроены так, что они показывают не среднее напряжение, а среднеквадратичное напряжение в предположении о синусоидальности сигнала. Например, если измерить напряжение электросети в США, то вольтметр покажет нечто близкое к 117 В. Это прекрасно, но, так как мы измеряем гауссовский шум, то придется применить дополнительную коррекцию. Правило здесь такое: чтобы получить среднеквадратичное напряжение гауссовского шума, следует показания осредняющего вольтметра переменного тока умножить на 1,13 или добавить 1 дБ. Предупреждение: это правило хорошо работает, если измеряется чистый шум (т. е. выходной сигнал усилителя с резистором или генератором шума на входе), но оно не даст точного значения, если к шуму добавлен синусоидальный сигнал.

Третий метод (не очень точный) состоит в наблюдении шумовой картины на экране осциллографа: среднеквадратичное напряжение равно от 1/6 до 1/8 значения разности пиков (в зависимости от вашей трактовки этой величины). Этот метод, хотя и неточен, зато не создает проблем с получением достаточной полосы частот.

ПОМЕХИ: ЭКРАНИРОВАНИЕ И ЗАЗЕМЛЕНИЕ

«Шум» в виде мешающего сигнала — наводки сети, сигналов, приходящих по связям с источником питания и путям заземления — на практике может иметь более важное значение, чем рассматривавшийся ранее внутренний шум. Эти мешающие сигналы могут быть уменьшены до незаметных значений (в отличие от теплового шума) за счет правильного размещения и конструирования схем. Лечение упорных случаев может включать комбинацию из фильтрации на линиях входа и выхода, тщательно продуманного расположения, заземления, а также дорогостоящую электростатическую и магнитную экранировку. В ближайших разделах мы хотели бы отчасти осветить эту темную область искусства схемотехники.

7.21. Помехи

Сигнал помехи может попасть в электронный прибор по входам линий питания или по линиям ввода и вывода сигнала. К тому же помехи могут попасть в схему через емкостную связь с проводами (электростатическая связь — эффект наиболее серьезный для точек схемы с большим полным сопротивлением), или через магнитную связь с замкнутыми контурами внутри схемы (независимо от уровня полного сопротивления) или электромагнитную связь с проводами, работающими как небольшие антенны для электромагнитных волн. Любой из этих механизмов может передавать сигнал из одной части схемы в другую. И наконец, токи сигнала в одной части могут влиять на другую часть через падение напряжения на путях заземления и линиях питания.

Исключение помех. Для решения этих часто встречающихся вопросов борьбы с помехами придумано много эффективных приемов. Следует, однако, помнить, что все эти приемы направлены на уменьшение сигнала (или сигналов) помехи, редко когда помеха уничтожается совсем. Поэтому часто имеет смысл повысить уровень сигнала просто для увеличения отношения сигнал/шум. Кроме того, надо ясно представлять себе, что внешние условия могут быть в смысле помех очень разными — прибор, который безукоризненно работает на стенде, может вести себя безобразно на том месте, для которого он предназначен. Вот некоторые внешние условия, которых стоит избегать: а) соседство радио- и телестанций (РЧ-помехи), б) соседство линий метро (импульсные помехи и «мусор» в линии питания), в) близость высоковольтных линий (радиопомехи, шипение), г) близость лифтов и электромоторов (всплески в линии питания), д) здания с регуляторами освещения и отопления (всплески в линии питания), е) близость оборудования с большими трансформаторами (магнитные наводки) и ж) особенно близость электросварочных аппаратов (наводки всех видов неимоверной силы). При сем прилагается набор советов, технических приемов и заклинаний из области черной магии.

Сигналы, связанные через входы, выходы и линии питания. В борьбе с шумами, идущими по линии питания, лучше всего делать ставку на комбинацию линейных РЧ-фильтров и подавителей переходных процессов в линии переменного тока. Этим способом можно

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

добиться ослабления помех на 60 дБ при частотах до нескольких сот килогерц, а также эффективного подавления повреждающих всплесков.

С входами и выходами дело сложнее из-за уровней полного сопротивления, а также потому, что надо обеспечить прохождение полезных сигналов, которые могут иметь тот же частотный диапазон, что и помехи. В устройствах типа усилителей звуковых частот можно использовать фильтры нижних частот на входе и на выходе (многие помехи от близлежащих радиостанций попадают в схему через провода громкоговорителя, играющие роль антенн). В других ситуациях необходимы, как правило, экранированные провода. Провода с сигналами низкого уровня, в частности при высоком уровне полного сопротивления, всегда должны быть экранированы. То же относится к внешнему корпусу прибора.

Емкостная связь. Сигналы внутри прибора могут прекрасно проходить всюду путем электростатической связи: в какой-нибудь точке в приборе происходит скачок сигнала 10 В и на расположенном рядом входе с большим полным сопротивлением произойдет тот же симпатичный скачок. Лучшее, что тут можно сделать,— уменьшить емкость между этими точками, нарушителями порядка (раздвинув их), добавить экран (цельнометаллический футляр или даже металлическая экранирующая оплетка исключают этот вид связи), придвинуть провода вплотную к плате заземления (которая «глотает» электростатические пограничные поля, в огромной степени ослабляя связь) и, если возможно, снизить полное сопротивление насколько удастся. Входы операционного усилителя в отличие от выходов легко подхватывают помеху. Подробнее об этом см. далее.

Магнитная связь. К сожалению, низкочастотные магнитные поля не ослабляются существенно металлической экранировкой. Проигрыватель, магнитофон, микрофон или другая чувствительная схема, расположенная непосредственно вблизи от большого силового трансформатора, будет иметь очень большие наводки сетевой частоты. Лучший способ борьбы с этим явлением — следить, чтобы каждый замкнутый контур внутри схемы имел минимальную площадь, и стараться, чтобы схема не имела проводов в виде петли [1]. Эффективны в борьбе с магнитной наводкой витые пары, поскольку площадь каждого витка мала, а сигналы, наведенные в витках разных проводов пары, компенсируются.

При работе с сигналами очень низкого уровня, или устройствами, особо чувствительными к магнитным наводкам (головки магнитофонов, катушки индуктивности, проволочные сопротивления) может оказаться желательным магнитное экранирование. «Экраны из мю-металла» выпускаются в виде готовых форм или гибких листов. Если внешнее магнитное поле велико, то лучше всего применять экран из материала с высокой магнитной проницаемостью, окруженный другим

[1] Особенно важно не иметь «кольцевых» шин земли и питания.— *Прим. ред.*

экраном из материала с низкой магнитной проницаемостью (например, из обычного железа) для предотвращения магнитного насыщения внутреннего экрана. Конечно, наиболее простым решением часто является удаление мешающего источника магнитного поля. Иногда необходимо убирать большие силовые трансформаторы, так сказать, с переднего края. Тороидальные трансформаторы имеют меньшую величину излучаемого магнитного поля, чем обычные прямоугольные.

Радиочастотные помехи. Наводки радиочастоты могут быть очень коварными, поскольку невинная на взгляд часть схемы может работать как эффективный резонансный контур с огромным резонансным пиком. Кроме общего экранирования, желательно все провода делать как можно короче и избегать образования петель, в которых может возникнуть резонанс. Если речь идет об очень высоких частотах, то могут помочь ферритовые кольца-бусины. Классической ситуацией паразитного приема высоких частот является пара шунтирующих конденсаторов (один танталовый, другой круглый керамический), что часто рекомендуется для улучшения шунтирования питания. Такая пара может образовать отличный паразитный настроенный контур где-то в области от ВЧ до СВЧ (от десятков до сотен мегагерц), да еще и самовозбуждающийся (при наличии усиления)!

7.22. Сигнальное заземление

Провода заземления и заземленные экраны могут доставить много неприятностей, и по этому поводу существует много недоразумений. Сущность проблемы в двух словах такова: ток (о котором вы забыли), протекая по линии заземления, может порождать сигнал, который воспринимает другая часть схемы, сидящая на том же проводе заземления. Часто делают «Мекку» заземления — это точка, в которой сходятся все линии заземления схемы, но это — решение в лоб; проявив некоторую смекалку, вы сможете в большинстве ситуаций найти более разумное решение.

Обычные ошибки заземления. Общая ситуация представлена на рис. 7.50. Здесь в одном приборе находятся усилитель низкого уровня и мощный усилитель (драйвер) с большим потребляемым током. Первая схема сделана правильно: оба усилителя присоединены непосредственно к измерительным выводам стабилизатора напряжения питания, поэтому падение напряжения IR на проводах, идущих к мощному каскаду, не сказывается на напряжении питания усилителя низкого уровня. К тому же ток нагрузки, проходя на землю, не появляется на входе низкого уровня; вообще, никакой ток не идет по проводу заземления входа усилителя низкого уровня к схемной «Мекке» (в качестве которой может быть выбрано соединение с корпусом возле входного коаксиального разъема BNC).

Во второй схеме есть две грубые ошибки. Флуктуации напряжения питания, порожденные токами нагрузки каскада высокого уровня, от-

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

ражаются на напряжении питания каскада низкого уровня. Это может привести к возникновению автоколебаний, разве что входной каскад имеет хорошую схему подавления флуктуаций питания. Дальше

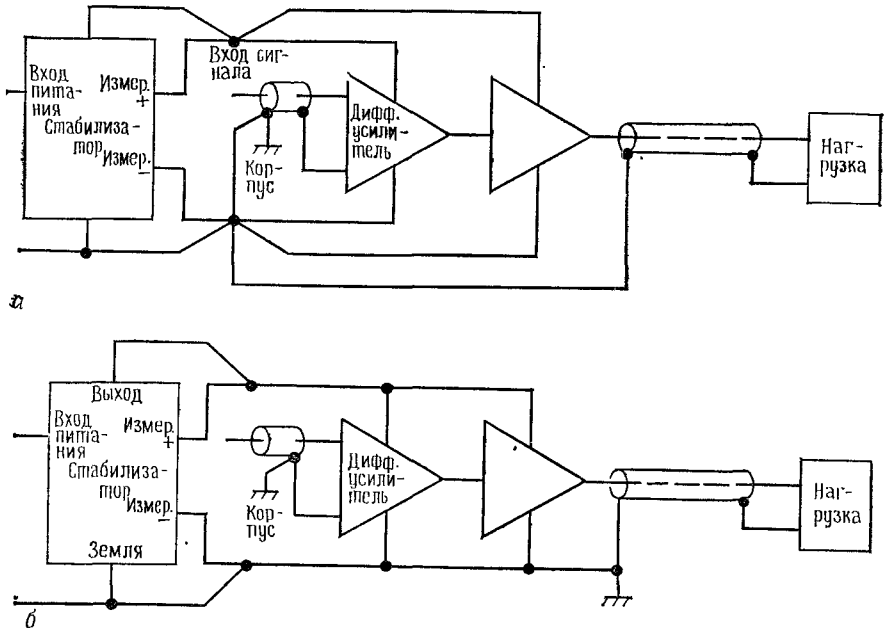


Рис. 7.50. Схема заземления для сигналов низкого уровня.
а — правильно; *б* — неправильно.

и того хуже: ток нагрузки, возвращаясь к источнику питания, вызывает флуктуации потенциала на «земле» корпуса по отношению к заземлению источника питания. Входной каскад привязан к этой «переменной земле», а это, очевидно, плохо. Мораль состоит в том, что надо следить, где протекают большие токи сигнала, и смотреть, чтобы вызываемые ими падения напряжения не влияли на вход. В некоторых случаях может оказаться разумным отделить источник питания от каскада низкого уровня небольшой *RC*-цепью (рис. 7.51). В особо трудных ситуациях с развязкой источника питания можно по-

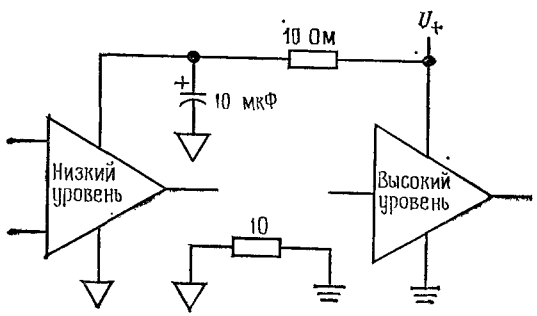


Рис. 7.51.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

пробовать в цепь питания каскада низкого уровня поставить стабилитрон или трехвыводной стабилизатор для дополнительной развязки.

7.23. Межприборное заземление

Идея главной точки заземления внутри одного прибора хороша, но что делать, если сигнал идет из одного прибора в другой и у каждого из них свое представление о «земле»? Вот несколько предложений.

Сигналы высокого уровня. Если сигналы имеют напряжение несколько вольт или это логические сигналы большой амплитуды, то просто соедините то, что нужно, и забудьте об этом (рис. 7.52). Источник напряжения, обозначенный между двумя заземлениями, представляет собой разность потенциалов между двумя разными выводами линий питания в одной и той же комнате или (что хуже) в разных комнатах здания. Эта разность потенциалов состоит частично из напряжения, наведенного от сети, гармоник частоты сети, радиочастотных сигналов (силовые линии питания — хорошая антенна), разных всплесков и прочего «мусора». Если ваши сигналы достаточно велики, то со всем этим можно жить.

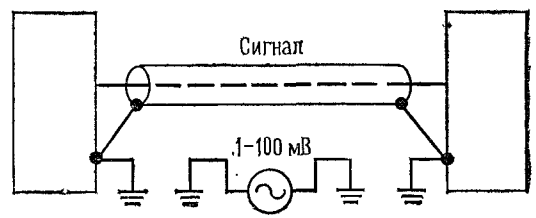


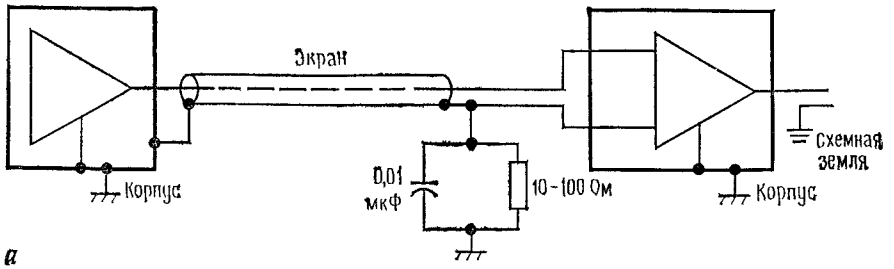
Рис. 7.52.

Малые сигналы и длинные линии. Для малых сигналов такая ситуация нетерпима, и вам придется сделать некоторые усилия для ее улучшения. Несколько идей для этой цели содержит рис. 7.53. На первой схеме коаксиальный экранированный кабель присоединен к корпусу и схемному заземлению источника сигнала, но изолирован от корпуса приемника (используйте изолированный разъем BNC, Bendix 4890-1 или Amphenol 31-10). Благодаря использованию дифференциального усилителя для восприятия сигнала подавляется синфазный сигнал в цепи заземления, выделяющейся на экране. Полезно также подключить резистор и шунтирующий конденсатор на землю для ограничения сдвига «напряжения заземления» и предупреждения повреждений входного каскада.

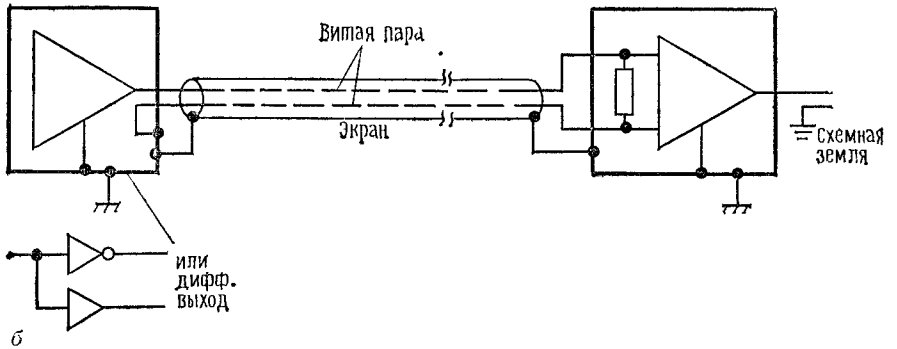
Во второй схеме используется экранированная витая пара, экран которой присоединен к корпусу на обоих концах. Это не опасно, поскольку по экрану сигнал не идет[1]. Дифференциальный усилитель используется на приемном конце, как и раньше. Если передается ло-

[1] Но замыкается ток синфазной помехи.— *Прим. ред.*

гический сигнал, то имеет смысл передавать дифференциальный сигнал (сигнал и его инверсию), как показано на рисунке. Во входных каскадах приемной стороны можно применять обычные дифференциальные усилители или, если очень сильны помехи от земли, специальные «изолированные» усилители, которые выпускаются фирмами



а



б

Рис. 7.53. Цепи заземления с экранированными кабелями для сигналов низкого уровня.

Analog Devices и Burr Brown. Последние могут работать при киловольтных синфазных сигналах. Также работают оптоэлектронные изолирующие модули — в некоторых случаях удобное решение для передачи цифровых сигналов.

На радиочастотах подходящий способ подавления синфазного сигнала на приемном конце дает трансформаторная связь; она также облегчает получение дифференциального биполярного сигнала на передающем конце. Трансформаторы также популярны в звуковой аппаратуре, хотя они громоздки и ведут к некоторому искажению сигнала.

Для очень длинных кабельных линий (измеряемых милями) полезно принять меры против больших токов в экранах на радиочастотах. Способ достижения показан на рис. 7.54. Как и выше, дифференциальный усилитель работает с витой парой и на него не влияет напряжение экрана. Путем связи экрана через небольшую катушку

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

индуктивности с корпусом удается сохранить малым напряжение постоянного тока, а большие радиочастотные токи исключить. На этой схеме показана также защита от выхода синфазного напряжения за пределы ± 10 В.

На рис. 7.55 показана хорошая схема защиты многопроводного кабеля, в котором требуется исключить синфазные наводки. Так как у всех сигналов эта наводка одна и та же, то единственный провод, подключенный к земле на передающем конце, служит для компенсации синфазных сигналов во всех n проводах сигнала. Просто этот сигнал считывается по отношению к земле на приемном конце и используется как опорный входной сигнал для всех n дифференциальных усилителей, работающих с остальными сигналами.

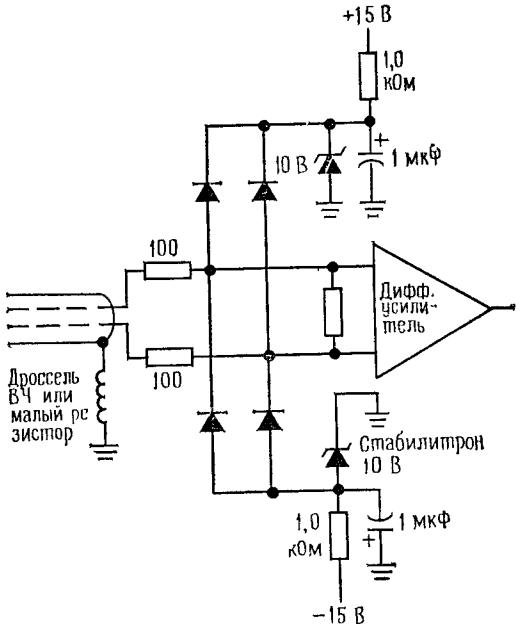


Рис. 7.54. Схема защиты входа приемника сигналов с очень длинной линии.

Приведенные схемы хорошо подавляют синфазные помехи на низких и средних частотах, но против радиочастотных помех они могут оказаться неэф-

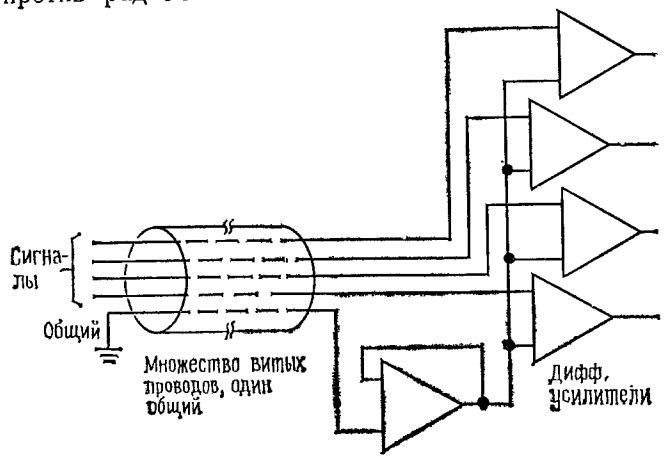


Рис. 7.55. Подавление синфазной помехи при пользовании длинным многожильным кабелем.

фективны из-за низкого КОСС в приемном дифференциальном усилителе. Здесь одной из возможностей оказывается закрутка кабеля целиком вокруг ферритового тора (рис. 7.56). Это увеличивает последовательную индуктивность кабеля в целом, повышая полное сопротивление синфазному сигналу на высокой частоте и облегчая возможность шунтирования его на дальнем конце парой параллельных конденсаторов на землю. Эквивалентная схема показывает, почему это происходит без ослабления дифференциального сигнала: у вас есть последовательные индуктивности, включенные в сигнальные линии, и экран, но, так как они образуют трансформатор с единичным отношением числа витков, дифференциальный сигнал не изменяется. Это есть на самом деле «1 : 1 продольный трансформатор», описываемый в разд. 13.10.

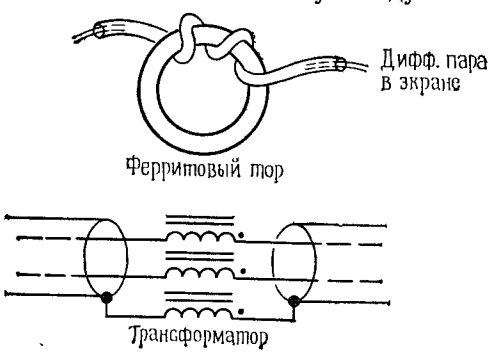


Рис. 7.56.

Плавающий источник сигнала. Та же несогласованность напряжений заземления в разных местах проявляется еще более серьезным образом на входах низкого уровня, поскольку там сигналы очень малы.

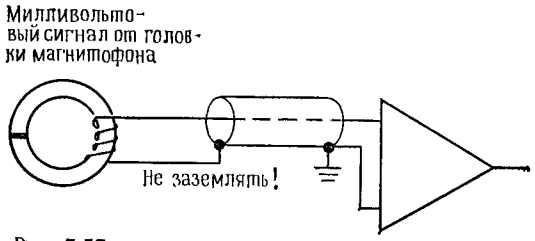


Рис. 7.57.

Примером является головка магнитофона или другой источник сигнала, для которого нужна экранированная сигнальная линия. Если заземлить экран на обоих концах, то разность напряжений заземления появится в качестве сигнала на входе усилителя. Лучше всего отделить экран от заземления в источнике (рис. 7.57).

Защита сигнала. К этому вопросу тесно примыкает защита сигнала — изящный способ уменьшить эффекты входной емкости и утечки при малых сигналах и большом полном сопротивлении. Если вы работаете с сигналами от микроэлектродов или емкостных датчиков с внутренним полным сопротивлением в сотни мегаом, то даже входная емкость в несколько пикофарад может в этом случае совместно с этим полным сопротивлением образовать фильтр нижних частот со спадом, начинающимся с нескольких герц! К тому же конечное значение сопротивления изоляции в соединительном кабеле легко может испортить рабочие параметры усилителя со сверхнизким током входного сигнала (ток смещения меньше пикоампера) за счет утечек. Обе эти проблемы решаются путем использования защитного электрода (рис. 7.58).

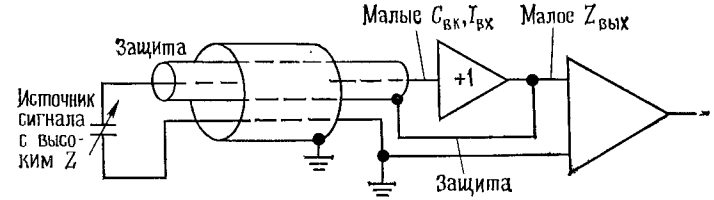


Рис. 7.58. Применение «защитного электрода экрана» для увеличения входного полного сопротивления.

Внутренний экран соединен с повторителем, что эффективно исключает токи и резистивных, и емкостных утечек за счет нулевой разности потенциалов между сигнальным проводом и его окружением. Внешний заземленный экран предохраняет от помех защитный электрод; не доставляет хлопот работа повторителя на емкость и утечку между экранами, поскольку у повторителя малое полное выходное сопротивление.

Не следует применять этот прием чаще, чем это необходимо; имеет смысл ставить повторитель возможно ближе к источнику сигнала, защищая лишь небольшой отрезок кабеля, соединяющий повторитель и источник. Передавать сигнал после повторителя с его низким выходным полным сопротивлением к отдаленному усилителю можно и по обычному экранированному кабелю. Защиту сигнала мы рассмотрим в разд. 14.08 в связи с микроэлектродами, имеющими большое полное сопротивление.

Влияние на выходные сигналы. Как правило, выходное сопротивление ОУ настолько мало, что не надо заботиться о емкостном влиянии на сигнал. Тем не менее в случае наличия высокочастотной или быстропереключающейся помехи основание для беспокойства существует, особенно если от выходного сигнала требуется более или менее приличная точность. Рассмотрим пример на рис. 7.59. Прецизионный сигнал усиливается с помощью ОУ и проходит через область пространства, содержащую логические элементы с сигналами, дискретно изменяющимися со скоростью нарастания 0,5 В/нс. Выходное полное сопротивление замкнутого ОУ повышается с частотой, достигая значений от 10 до 100 Ом на частоте 1 МГц (см. разд. 7.07). Какова наибольшая допустимая паразитная емкость связи, если влияние помехи должно

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

быть меньше разрешения аналогового сигнала 0,1 мВ? Удивительный ответ — 0,02 пФ.

Есть несколько решений этого вопроса. Лучше всего держать ваш маленький аналоговый сигнал подальше от скопления быстропереключающихся сигналов. Средней величины конденсатор, шунтирующий выход ОУ (возможно, с небольшим последовательным резистором

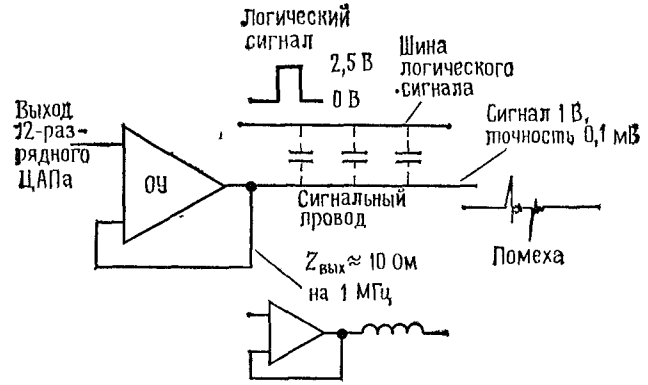


Рис. 7.59. Схема образования помех от цифровых схем в аналоговом сигнале.

для обеспечения устойчивости ОУ), исправит положение, хотя и снизит скорость нарастания. Грубо говоря, конденсатор снижает частоту воспринимаемых помех до такого значения, при котором обратная связь усилителя способна их подавить. Несколько сот пикофарад на землю придадут достаточную устойчивость аналоговому сигналу высокой частоты (представьте себе емкостный делитель напряжения). Еще одна возможность — применение буферного усилителя с низким полным выходным сопротивлением, такого, как 1438 или LH0063. Не пренебрегайте также возможностью использовать экранирование, витые пары и близость к платам заземления для уменьшения влияний [1].

СХЕМЫ, НЕ ТРЕБУЮЩИЕ ПОЯСНЕНИЙ

7.24. Удачные схемы

На рис. 7.60 представлены некоторые идеи построения схем, имеющие отношение к теме данной главы.

ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ УПРАЖНЕНИЯ

(1). Докажите, что С/Ш $= 10 \lg (u_И^2/4kTR_И)$—КШ (дБ) (при $R_И$).
(2). Синусоидальный сигнал 100 кГц с эффективным напряжением 10 мкВ проходит через резистор 1 МОм при комнатной температуре. Какое будет отношение сигнал/шум

[1] Авторы упустили очень важный и часто применяемый прием — передачу сигналов тока, а не напряжения. — *Прим. ред.*

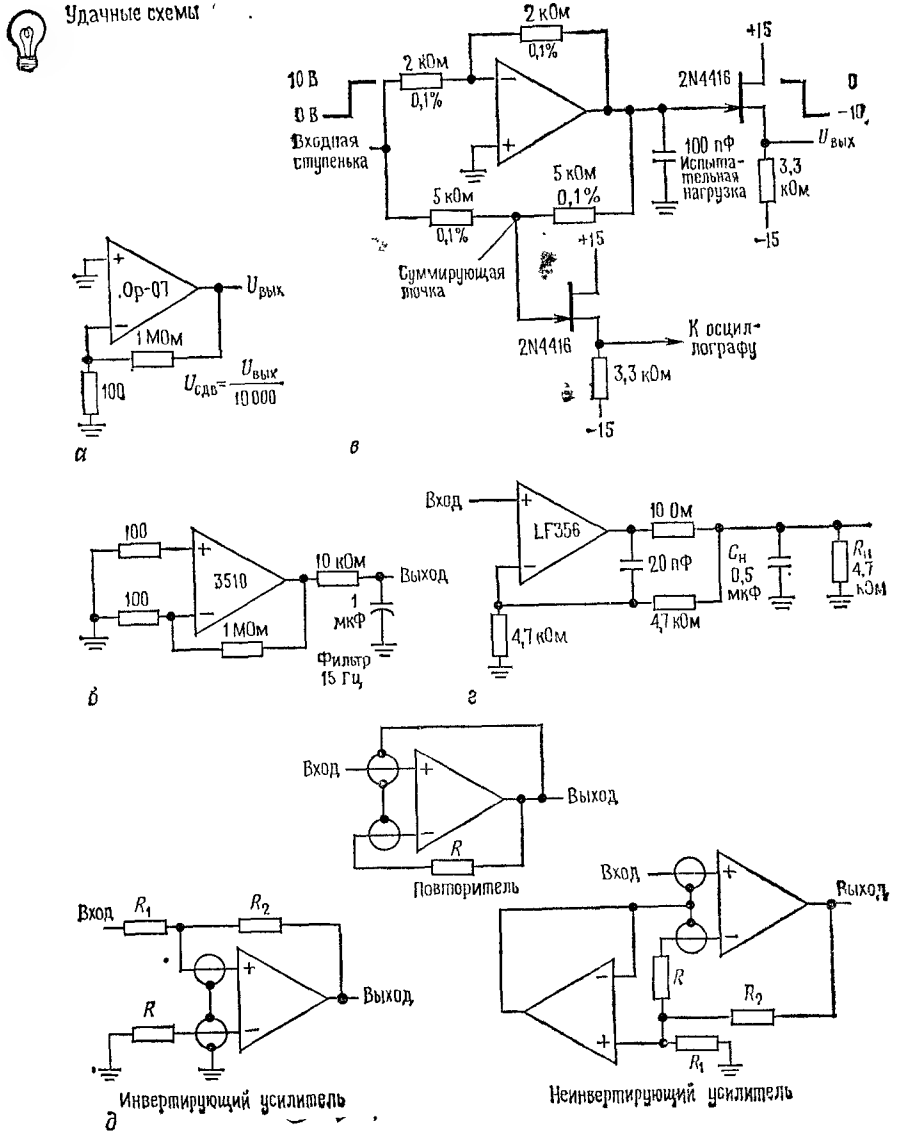


Рис. 7.60.

а — схема измерения напряжения сдвига; *б* — схема измерения низкочастотного шума; *в* — схема измерения времени установления; *г* — схема для работы на большие емкостные нагрузки, *д* — схемы защиты от помех входов сигналов низкого уровня с высоким Z, (R компенсирует выходное сопротивление источника).

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

в полученном в результате сигнале (а) в полосе шириной 10 кГц с центром на частоте 100 кГц? (б) В полосе частот от 0 до 10 МГц?

(3). Транзисторный усилитель, в котором применен 2N4250, работает при токе коллектора 100 мкА и возбуждается источником сигнала с полным сопротивлением 2000 Ом. (а) Найдите коэффициент шума при 100 Гц, 1 кГц и 10 кГц. (б) Найдите отношение сигнал/шум на каждой из названных частот для входного сигнала 50 нВ (среднеквадратичное) и полосы пропускания усилителя 10 Гц.

(4). Были произведены измерения на промышленном усилителе с целью определить его эквивалентный шум $e_ш$ и $i_ш$ при частоте 1 кГц ($Z_{вх}$=1 МОм). Выходной сигнал

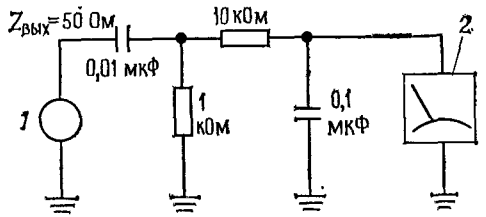


Рис. 7.61.
1 — генератор шума равной плотности от 0,1 Гц до 10 МГц; *2* — осредняющий вольтметр переменного тока (равномерность в интервале от 10 Гц до 1 МГц).

усилителя был пропущен через фильтр с крутым спадом частотной характеристики и полосой пропускания шириной 100 Гц, и входной сигнал 10 мкВ дал выходной сигнал 0,1 В. При таком уровне вклад шума усилителя пренебрежимо мал. При закороченном входе среднеквадратичное напряжение шумов на выходе равно 0,4 мВ. При разомкнутом входе выходной шум возрастает до 50 мВ эфф. (а) Найдите $e_ш$ и $i_ш$ для этого усилителя на частоте 1 кГц. (б) Найдите коэффициент шума этого усилителя на частоте 1кГц при значениях сопротивления источника 100 Ом, 10 кОм и 100 кОм.

(5). На некотором усилителе производились измерения с помощью калиброванного источника шума с выходным полным сопротивлением 50 Ом. Выход генератора должен был быть увеличен до 2 нВ/Гц$^{1/2}$ для удвоения мощности выходного шума усилителя. Каков коэффициент шума при сопротивлении источника 50 Ом?

(6). Напряжение выходного шума у генератора белого шума измеряется с помощью схемы, показанной на рис. 7.61. При некотором уровне выходного сигнала генератора вольтметр переменного тока показывает 1,5 В эфф. Какова плотность шума (среднеквадратичная, в вольтах на корень из герца) на выходе генератора?

Глава 8

ЦИФРОВЫЕ СХЕМЫ

ОСНОВНЫЕ ЛОГИЧЕСКИЕ ПОНЯТИЯ

8.01. Цифровые и аналоговые сигналы

До сих пор мы рассматривали главным образом схемы, входные и выходные напряжения которых могли изменяться в определенном диапазоне значений: *RC*-цепи, интеграторы, выпрямители, усилители и т. п. Это естественно, когда сигналы, с которыми приходится иметь дело, либо являются непрерывными по самой своей природе (например, звуковые), либо представляют собой непрерывно меняющиеся напряжения, поступающие от измерительных приборов (например, от устройств для измерения температуры или обнаружения светового излучения, биологических или химических зондов и т. п.).

Однако входной сигнал по своей природе может быть и чисто дискретным, например импульсы в детекторе частиц или «биты» информации, поступающие от ключа, клавиатуры или ЭВМ. В подобных случаях естественно и удобно использовать цифровую электронику, т. е. схемы, которые имеют дело с информацией, представленной в виде «единиц» или «нулей». Кроме того, для того чтобы непрерывную (аналоговую) информацию можно было обрабатывать на ЭВМ или хранить в виде чисел, ее необходимо преобразовать в цифровую форму и наоборот при помощи цифро-аналоговых (ЦАП) и аналого-цифровых (АЦП)-преобразователей. Характерным примером может служить ситуация, в которой микропроцессор или ЭВМ воспринимает сигналы от экспериментальной или промышленной установки, на основе полученных данных управляет параметрами эксперимента и хранит полученные результаты для последующего использования в процессе эксперимента.

Другим интересным примером, демонстрирующим возможности цифровых методов, является передача аналоговых сигналов без искажений, связанных с воздействием помех. Так, например, звуковые и видеосигналы, передаваемые по кабелю или с помощью радиоволн, воспринимают «шум», который потом нельзя отделить от полезного сигнала. Если же передаваемый сигнал преобразовать в ряд чисел, определяющих его амплитуду в последовательные моменты времени, а затем эти числа передавать в виде цифровых сигналов, то аналоговый сигнал, восстановленный на приемной стороне (с помощью ЦАП), не будет содержать ошибок, если, конечно, уровень шума в канале связи не настолько высок, чтобы помешать правильному распознаванию «единиц» и «нулей». Этот метод, известный под названием импульсно-кодовой модуляции (ИКМ), особенно эффективен в том случае, когда

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

сигнал должен проходить через ряд ретрансляторов, как, например, при межконтинентальной телефонной связи, поскольку восстановление цифрового сигнала в каждом пункте ретрансляции гарантирует помехоустойчивую передачу. С помощью ИКМ космические зонды передают на землю данные и изображения.

Возможности цифровой аппаратуры настолько велики, что задачи, предназначенные, казалось бы, исключительно для аналоговых методов, зачастую гораздо лучше решаются цифровым путем. Например, в аналоговом измерителе температуры можно установить микропроцессор и память и в результате этого повысить точность измерений за счет компенсации нелинейности прибора. Подобные применения микропроцессоров ввиду их широкой доступности стали обычным делом. Однако вместо того, чтобы пытаться перечислить все случаи, где может применяться цифровая электроника, перейдем лучше к ее изучению, в процессе которого примеры будут возникать сами собой.

8.02. Логические состояния

Под цифровой электроникой мы имеем в виду такие схемы, для каждой точки которых можно определить, как правило, только два состояния, например транзистор может быть либо закрыт, либо насыщен. Обычно в качестве параметра выбирают не ток, а напряжение, уровень которого может быть ВЫСОКИМ или НИЗКИМ. Эти два состояния могут представлять различные «биты» (binary digits — двоичные разряды) информации, например, следующим образом: один бит числа: ключ замкнут или разомкнут, сигнал присутствует или отсутствует, уровень аналогового сигнала выше или ниже заданного предела, некоторое событие произошло или не произошло, требуется или не требуется выполнять некоторые действия и т. п.

Высокий и низкий уровни. Состояния ВЫСОКОГО и НИЗКОГО уровней некоторым заданным образом определяют «истинные» и «ложные» значения в булевой алгебре. Если в какой-либо точке схемы истинное значение определяет ВЫСОКИЙ уровень, то говорят, что эта сигнальная линия использует «положительную логику» и наоборот. Пример «отрицательной логики» показан на рис. 8.1. Когда состояние КЛЮЧ ЗАМКНУТ истинно, выход имеет НИЗКИЙ уровень. Таким образом, выходной сигнал соответствует «отрицательной логике» (более правильным было бы название «нулевая логика», поскольку отрицательное напряжение в схеме отсутствует) и может быть обозначен, как показано на рисунке. (Черта над символом означает операцию НЕ, т. е. данная линия имеет ВЫСОКИЙ уровень, когда ключ *не* замкнут.) Запомните, что наличие или отсутствие черты отрицания над обозначением говорит о

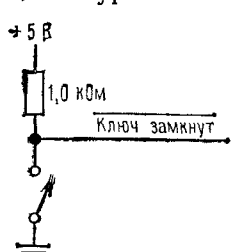


Рис. 8.1.

том, какой уровень (ВЫСОКИЙ или НИЗКИЙ) будет иметь данный провод, когда заданное условие (КЛЮЧ ЗАМКНУТ) истинно.

Цифровая схема «знает», что за сигнал она представляет по тому, откуда этот сигнал поступает, так же как в аналоговой схеме выход какого-либо определенного усилителя «представляет» определенную величину. Однако цифровые схемы обладают дополнительной гибкостью: иногда одни и те же сигнальные линии используются для передачи различных видов информации и для посылки ее в разных направлениях в различные моменты времени. Для того чтобы выполнить это «мультиплексирование», необходимо посылать дополнительную информацию (адресные биты или биты состояния). Впоследствии будет показано много примеров, в которых используется это полезное свойство цифровой электроники, а пока будем считать, что любая схема предназначена для выполнения одной заданной функции и она «знает», откуда поступают входные и куда идут выходные сигналы.

Введем понятия 1 и 0, внеся некоторую путаницу в эту, по существу, простую ситуацию. Эти символы используются в булевой алгебре для обозначения утверждений ИСТИНА и ЛОЖЬ соответственно. Иногда в том же значении они используются и в электронике, но, к сожалению, здесь они применяются также и в другом смысле, а именно: 1 означает ВЫСОКИЙ уровень, а 0 — НИЗКИЙ уровень. В этой книге мы постараемся избежать какой-либо двусмысленности, используя для обозначения логических состояний слова ВЫСОКИЙ уровень (или символ В) и НИЗКИЙ уровень (или символ Н), метод, который широко используется в электронной промышленности, а обозначения 1 и 0 будут применяться лишь в тех случаях, где их двусмысленное толкование исключается.

Диапазон напряжений высокого и низкого уровней. Как уже упоминалось в разд. 1.10, значения напряжений, соответствующих ВЫСОКИМ и НИЗКИМ уровням, могут колебаться в некотором диапазоне. Например, для ТТЛ состояние НИЗКОГО уровня может быть представлено любым значением напряжения от —0,5 до 0,4 В (типичное значение составляет величину порядка 1/3 В выше уровня земли, что соответствует сигналу на выходе насыщенного n—p—n-транзистора с заземленным эмиттером), а ВЫСОКИЙ уровень — любым значением напряжения в пределах от +2,4 до +5,5 В (типовая величина составляет приблизительно 3,4 В). Такие широкие диапазоны выбраны для того, чтобы изготовитель микросхем имел в своем распоряжении определенный допуск, в пределах которого параметры схемы могут колебаться за счет изменения температуры, нагрузки, напряжения питания, а также под воздействием шумов, т. е. разнообразных паразитных сигналов, которые добавляются к рабочему сигналу при его прохождении через схему (за счет емкостных связей, внешних наводок и т. п.). Получив сигнал, схема определяет, каков его уровень (ВЫСОКИЙ или НИЗКИЙ), и действует соответствующим образом. Если помеха не превращает 1 в 0 или наоборот, то все пре-

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

красно и любые помехи отсеиваются на каждой ступени, поскольку на выходе схемы восстанавливаются «чистые» значения 1 или 0. В этом смысле цифровая электроника не подвержена влиянию помех и является идеальной.

Термин *помехоустойчивость* используется для обозначения максимального уровня помехи, которая, будучи добавлена к логическому сигналу при самых неблагоприятных условиях, не будет еще приводить к ошибочной работе схемы. Так, например, для элементов ТТЛ помехоустойчивость составляет 0,4 В, так как любой сигнал ниже 0,8 В интерпретируется ими как НИЗКИЙ уровень, а любой сигнал выше +2 В — как ВЫСОКИЙ, в то время как уровни выходных сигналов составляют в самом неблагоприятном случае +0,4 и +2,4 В соответственно (см. таблицу логических уровней в гл. 1). В действительности помехоустойчивость этих схем значительно выше приведенной величины, поскольку типичные значения ВЫСОКОГО и НИЗКОГО напряжений составляют +0,2 и 3,4 В, а входной порог принятия решения равен приблизительно 1,3 В. Однако необходимо помнить, что хорошая схема должна быть рассчитана на самый неблагоприятный случай. Не следует также забывать о том, что различные семейства логических элементов обладают различной помехоустойчивостью. Так, элементы типа ВПЗЛ (HNIL — логические схемы с высокой помехозащищенностью) и КМОП имеют более высокую по сравнению с ТТЛ помехоустойчивость, а быстродействующие элементы ЭСЛ — более низкую.

8.03. Числовые коды

Большинство рассмотренных выше условий, которые могут быть представлены цифровыми уровнями, просты и наглядны. Более сложный и интересный вопрос заключается в том, как с помощью цифровых уровней представить часть числа.

Десятичное (с основанием 10) число представляет собой просто строчку из цифр и (при этом) подразумевается, что они должны быть умножены на последовательные степени числа 10 для образования индивидуальных произведений, а затем сложены вместе. Например,

$$137{,}06 = 1\times10^{2}+3\times10^{1}+7\times10^{0}+0\times10^{-1}+6\times10^{-2}.$$

Для записи числа требуется десять символов (от 0 до 9), а степень числа 10, на которую должна быть умножена цифра, определяется ее положением по отношению к десятичной запятой. Если мы захотим представить число, используя только два символа (0 и 1), то такая система счисления будет называться двоичной или системой с основанием 2. В этом случае каждая 1 или 0 будет умножаться на последовательные степени числа 2. Например,

$$1101_2 = 1\times2^{3}+1\times2^{2}+0\times2^{1}+1\times2^{0}=13_{10}.$$

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Отдельные «единицы» и «нули» в записи, представляющей двоичное число, называются «битами» (от слов binary digits — двоичный разряд). Индекс (записываемый всегда по основанию 10) указывает, какая система счисления используется. Он часто бывает нужен для того, чтобы избежать путаницы, так как все символы выглядят одинаково.

Итак, только что описанным методом мы преобразовали число из двоичной формы в десятичную. Для того чтобы произвести обратное преобразование, десятичное число нужно последовательно делить на 2, каждый раз записывая остаток. Для преобразования числа 13_{10} в двоичное нужно произвести следующие операции:
13/2=6, остаток 1; 6/2=3, остаток 0; 3/2=1, остаток 1; 1/2=0, остаток 1; это дает $13_{10}=1101_2$. Заметим, что ответ образуется, начиная с младшего значащего разряда (МЗР).

Восьмеричное и шестнадцатеричное представления чисел. Для описания систем, имеющих только два состояния, естественно применять двоичные числа. Однако, как будет показано ниже, это не единственный способ. Поскольку двоичные числа имеют большую длину, для их записи обычно используется восьмеричное (с основанием 8) или шестнадцатеричное (с основанием 16) представление. Все это значительно проще, чем кажется: для того чтобы записать двоичное число в восьмеричном коде, нужно всего лишь разбить его на группы по три бита, начиная с МЗР, а затем для каждой группы определить ее восьмеричный эквивалент:

$$835_{10}=1101000011_2(=1\ 101\ 000\ 011_2)=1503_8.$$

Здесь, естественно, используются лишь символы от 0 до 7. Для записи двоичного числа в шестнадцатеричном коде его разбивают на группы по 4 бит, каждая из которых может принимать значения от 0 до 15. Поскольку для обозначения каждой шестнадцатеричной позиции мы хотим использовать один символ, величины 10—15 будем обозначать с помощью букв латинского алфавита от A до F:

$$707_{10}=1011000011_2(=10\ 1100\ 0011_2)=2C3_{16}.$$

Шестнадцатеричное представление наилучшим образом соответствует байтовой (1 байт=8 бит) структуре ЭВМ, которая чаще всего реализуется в виде 16- или 32-разрядных машинных «слов», при этом каждое слово состоит из 2 или 4 байтов. Буквенно-цифровые знаки (буквы, цифры или символы) представляются в виде одного байта. Таким образом, в шестнадцатеричной системе каждый байт состоит из двух шестнадцатеричных цифр, 16-разрядное машинное слово из 4-х шестнадцатеричных цифр и т. д. К сожалению, в ранних ЭВМ были приняты 12- и 32-разрядные слова, которые использовали 6-разрядное представление буквенно-цифровых знаков. Поскольку 6-разрядные знаки было логично представлять в восьмеричном коде, внедрилась эта система счисления. Она сохранилась до настоящего времени и с

успехом применяется для записи двоичных чисел, однако зачастую может создавать определенные неудобства.

Так, например, в машинах, оперирующих с 16-разрядными словами, одно слово служит для хранения двух буквенно-цифровых знаков длиной 8 бит каждый (два байта). Восьмеричное представление создает в этом случае массу неприятностей, поскольку оно не позволяет разделять слова на отдельные байты.

Предположим, что в некотором машинном слове записаны буквы A и B, представленные в широко распространенном коде ASCII (более подробно см. в разд. 10.17). В этом случае:

$$A = 101_8 = 01\,000\,001$$
$$B = 102_8 = 01\,000\,010$$
$$\text{слово } (AB) = 01\,000\,001\,01\,000\,010 =$$
$$= 0\,100\,000\,101\,000\,010 \quad \text{(после перегруппировки в 3-разрядные группы)}$$
$$= 04502_8 \quad \text{(в восьмеричной записи)}$$

Таким образом, после записи 16-разрядного слова в восьмеричном коде индивидуальное существование знаков A и B оказалось стерто, поскольку при образовании 3-разрядных групп старший байт оказался перетасован с младшим. Слово будет отличаться еще больше, если символы поменять местами, т. е. поместить B в старшую (левую) половину слова, а A в младшую (правую).

Упражнение 8.1. Определите, каким будет восьмеричное представление 16-разрядного слова, содержащего сочетание BA в коде ASCII.

При шестнадцатеричном представлении эти проблемы отсутствуют. Знак A — это 41_{16}, знак B — 42_{16}, AB — 4142_{16}, а BA — 4241_{16}. Единственная проблема в шестнадцатеричной системе — это необходимость использования «хитрых» чисел типа «3F2A» и выполнения над ними арифметических операций.

Поскольку восьмеричное кодирование также имеет широкое распространение, мы будем использовать обе системы.

Двоично-десятичный код. Другим методом представления чисел является двоичное кодирование каждой десятичной цифры, которая записывается в виде группы из 4 двоичных разрядов. Например,

$$137_{10} = 0001\,0011\,0111 \quad \text{(двоично-десятичный код)}.$$

Заметим, что двоично-десятичное представление числа не эквивалентно двоичному, которое в данном случае будет иметь вид:

$$137_{10} = 10001001_2.$$

Можно считать, что разряды двоично-десятичного кода, начиная с правого, выражают числа 1, 2, 4, 8, 10, 20, 40, 80, 100, 200, 400, 800 и т. д. Очевидно, что двоично-десятичное кодирование не экономично с точки зрения использования двоичных разрядов, поскольку каждая

группа из 4 бит способна представлять числа от 0 до 15, но используется для записи числа, не превышающего 9 (за исключением редкого случая записи цифровой информации с четным паритетом на 7-дорожечную магнитную ленту). Однако двоично-десятичное кодирование очень удобно в тех ситуациях, когда требуется воспроизвести число в десятичной форме, поскольку в этом случае каждый двоично-десятичный символ нужно лишь преобразовать в соответствующее десятичное число, а затем вывести его на индикацию. (Для выполнения этой функции существуют специальные ИМС, которые в одном небольшом корпусе с простой топологией содержат дешифратор двоично-десятичного кода, формирователи сигналов, буферный регистр и индикатор. На вход такой схемы нужно лишь подать логические уровни двоично-десятичного символа, после чего на ней высветится соответствующая цифра.) По этой причине двоично-десятичное кодирование обычно используется при вводе и выводе цифровой информации. К сожалению, преобразование между двоично-десятичным и чисто двоичным кодом сложно, поскольку каждая десятичная цифра зависит от состояния почти всех двоичных разрядов и наоборот. Тем не менее двоичная арифметика настолько эффективна, что в большинстве ЭВМ вся входная информация преобразуется в двоичную форму, а обратное преобразование производится лишь при ее выводе. Можно представить себе, сколько усилий было бы сэкономлено, если бы Homo sapiens имел 8 или 16 пальцев!

Упражнение 8.2. Преобразуйте в десятичный код следующие числа: а) 1110101_2, 0110_2, б) $11{,}01010101_2$, в) 25_8, г) 39_8. Преобразуйте в двоичный код следующие числа: а) 1023_{10}, б) 1023_8.

Числа со знаком. Прямой (знаковеличинный) код. Рано или поздно возникнет необходимость представлять в двоичном коде отрицательные числа; в первую очередь это потребуется в устройствах, выполняющих вычислительные операции. Самое простое — отвести один разряд (скажем, старший) под знак числа, используя остальные для представления его величины. Этот способ называется знаковеличинным или прямым кодом и соответствует обычной записи числа со знаком (табл. 8.1). Он используется при выводе чисел на индикацию, а также в некоторых аналого-цифровых преобразователях (АЦП). Вообще же это далеко не лучшая форма представления чисел со знаком, особенно при выполнении вычислений, поскольку в данном случае операции вычитания и сложения выполняются по-разному (т. е. сложение «не работает» для чисел со знаком). Кроме того, здесь могут присутствовать нули двух типов (+0 и —0) и при выборе нужного из них следует быть очень внимательным.

Смещенный код. Вторым методом представления числа со знаком является смещенный код. Для того чтобы получить смещенный код какого-либо числа, нужно к этому числу, представленному в прямом коде, прибавить половину наибольшего возможного числа (табл. 8.1).

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Таблица 8.1

4-разрядные двоичные числа в трех системах представления

Целое	Прямой код	Смещенный код	Дополнительный код	Целое	Прямой код	Смещенный код	Дополнительный код
+7	0111	1111	0111	—2	1010	0110	1110
+6	0110	1110	0110	—3	1011	0101	1101
+5	0101	1101	0101	—4	1100	0100	1100
+4	0100	1100	0100	—5	1101	0011	1011
+3	0011	1011	0011	—6	1110	0010	1010
+2	0010	1010	0010	—7	1111	0001	1001
+1	0001	1001	0001	—8	—	0000	1000
0	0000	1000	0000	(—0)	1000	—	—
—1	1001	0111	1111				

Благодаря этой операции последовательность всех чисел, начиная со старшего отрицательного и кончая старшим положительным, будет представлять собой простую двоичную прогрессию и может быть сформирована с помощью двоичных счетчиков. Информацию о знаке здесь также несет старший разряд, однако нуль становится однозначным. Смещенный код используется в АЦП и ЦАП (преобразователях), однако он еще не удобен для выполнения вычислений.

Дополнительный код. При выполнении операций над целыми числами наиболее часто используется представление чисел в форме дополнения до двух, или, иначе, в дополнительном коде. Положительные числа в такой системе записываются просто как двоичные без знака, а отрицательные выражаются таким числом, которое, будучи добавлено к положительному числу той же величины, даст в результате нуль. Для того чтобы получить отрицательное число, нужно для каждого бита положительного числа сформировать дополнение до 1, или обратный код (т. е. вместо каждого 0 записать 1 и наоборот), а затем к полученному результату прибавить 1 (это даст дополнительный код). Как видно из табл. 8.1, числа в дополнительном коде отличаются от чисел в смещенном коде инверсным значением старшего значащего разряда (СЗР). Точно так же как и при других формах представления, СЗР несет информацию о знаке. Здесь имеется только один нуль, удобно представляемый нулевыми состояниями всех разрядов (при очистке счетчика или регистра в них заносится нулевое значение).

Арифметика в дополнительном коде. Арифметические операции в дополнительном коде выполняются весьма просто. Для того чтобы получить сумму двух чисел, достаточно сложить соответствующие разряды (с учетом переноса), например

```
5+(—2): 0101 (+5)
        1110 (—2)
       ------
        0011 (+3)
```

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Для того чтобы вычесть B из A, нужно взять дополнительный код числа B и прибавить его к числу A (т. е. прибавить отрицательное число):

```
2—5: 0010 (+2)
     1011 (—5)   (+5=0101: обратный код: 1010, дополнительный код: 1011)
    ------
     1101 (—3)
```

Умножение в дополнительном коде также выполняется непосредственно. Попробуйте сделать следующие упражнения.

Упражнение 8.3. Произведите двоичное умножение +2 на —3, используя 3-разрядный дополнительный код. Подсказка: ответ равен —6.

Упражнение 8.4. Покажите, что дополнительный код числа —5 равен +5.

Благодаря естественности вычислений в дополнительном коде он повсеместно используется в ЭВМ для выполнения арифметических операций над целыми числами (однако следует отметить, что числа с «плавающей запятой» обычно используются в знаковеличинной форме, называемой знак — порядок — мантисса).

Код с избытком 3 и код 4221. Существует ряд других кодов, которые обладают весьма интересными и полезными свойствами. Вы можете вдруг обнаружить, что вместо двоично-десятичного кода применен код «с избытком 3» или код «4221». Оба этих кода, так же как и двоично-десятичный, для представления каждой десятичной цифры используют 4-разрядную группу. Для того чтобы любую цифру от 0 до 9 записать в коде с избытком 3, нужно прибавить к ней число 3, а затем выразить результат в 4-разрядном двоичном коде. При использовании кода «4221» каждая цифра также записывается в виде 4-разрядной группы, однако ее разряды, начиная с левого, представляют величины 4, 2, 2 и 1. Для того чтобы понять, почему используются именно эти коды, рассмотрим записанные с их помощью цифры от 0 до 9:

Цифра	Код с избытком 3	Код 4221
0	0011	0000
1	0100	0001
2	0101	0010
3	0110	0011
4	0111	1000
5	1000	0111
6	1001	1100
7	1010	1101
8	1011	1110
9	1100	1111

Эти коды обладают одним весьма важным свойством: для того чтобы для какой-либо цифры получить ее дополнение до 9 (=«9» — «цифра»), достаточно взять ее обратный код. Это позволяет упростить

десятичную арифметику точно так же, как применение дополнительного кода упрощает двоичную арифметику. Вместо вычитания какого-либо числа достаточно произвести сложение с числом, которое представляет собой дополнение до 9 исходного числа плюс 1. Например,

27 — 15: 27
+85 (дополнение до 9 числа 15 = 84, затем прибавили 1)
Ответ: 12

Код Грея. Рассматриваемый ниже код используется в механических шифраторах угла поворота вала, а также в других устройствах. Он носит название кода Грея и обладает тем свойством, что при переходе от любого его состояния к следующему изменяется лишь один разряд (бит). Это позволяет предотвратить ошибки, так как в данном случае при переходе между двумя закодированными значениями все разряды никак не могут измениться одновременно. Если бы использовался чисто двоичный код, то при переходе, например, от 7 к 8 на входе можно было бы получить число 15. Существует простое правило для формирования состояний кода Грея: начинать нужно с нулевого состояния, а затем для получения каждого следующего нужно выбрать самый младший разряд, изменение которого приводит к образованию нового состояния, и взять его инверсное значение.

0000
0001
0011
0010
0110
0111
0101
0100
1100
1101
1111
1110
1010
1011
1001
1000

Коды Грея могут содержать любое число разрядов. Они находят применение при «параллельном кодировании» — методе быстродействующего аналого-цифрового преобразования, который будет рассмотрен ниже. В следующем разделе мы покажем взаимные соответствия между кодом Грея и двоичным кодом.

8.04. Вентили и таблицы истинности

Комбинационная и последовательная логика. Сущность цифровой электроники состоит в том, чтобы в соответствии с входными цифровыми сигналами вырабатывать выходные цифровые сигналы. Например, сумматор может принять на свои входы два 16-разрядных числа и сформировать на выходе 16-разрядную сумму (плюс перенос). Можно также сделать схему для умножения двух чисел. Операции такого типа должен уметь выполнять процессор ЭВМ. Другой задачей может быть сравнение двух чисел с целью удостовериться в том, что «все системы действуют нормально». Или, возможно, вы захотите дополнить паритетным битом число, подлежащее передаче по каналу связи, так, чтобы общее количество «единиц» в нем стало четным: проверка паритета на приемной стороне обеспечивает простой контроль правильности передачи. Еще одна типичная задача состоит в том, чтобы взять какие-либо числа, выраженные в двоичном коде, а затем воспроизвести их на экране, отперфорировать или отпечатать в виде десятичных знаков. Во всех этих задачах состояние выхода (или выходов) является предопределенной функцией состояния входа или входов. Задачи, относящиеся к этому классу, называются «комбинационными» и могут быть решены с помощью вентилей — устройств, которые выполняют операции булевой алгебры в системах с двумя состояниями (двоичных).

Существует другой класс задач, которые не могут быть решены лишь путем формирования комбинационных функций текущих значений входных сигналов, а требуют знания их прежнего состояния. Для решения этих задач требуется применять «последовательные» схемы. К типичным задачам такого типа относится преобразование строки двоичных разрядов из последовательной формы (один разряд следует за другим во времени) в параллельную группу разрядов, подсчет числа единиц, распознавание заданной определенной кодовой комбинации в последовательности битов, или, например, формирование одного выходного импульса после поступления четырех входных. Для решения всех этих задач требуется иметь в какой-либо форме цифровую память. Основным устройством для ее построения служит триггер (или мультивибратор с двумя устойчивыми состояниями).

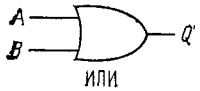
Начнем рассмотрение с вентилей и комбинационной логики, поскольку они служат основой для построения любых цифровых схем. При переходе к последовательным логическим устройствам мир цифровой техники станет значительно более интересным, однако и вентили сами по себе также весьма любопытны.

Вентиль ИЛИ. Выход вентиля ИЛИ имеет ВЫСОКИЙ уровень, если ВЫСОКИЙ уровень присутствует хотя бы на одном из его входов. Это может быть выражено с помощью «таблицы истинности», представленной на рис. 8.2, где показан вентиль ИЛИ на 2 входа. В общем случае число входов не ограничено, однако в стандартном корпусе микросхемы обычно размещаются четыре 2-входовых вентиля, три 3-входовых или два 4-входовых. Так, например, на выходе 4-входового вентиля ИЛИ ВЫСОКИЙ уровень будет присутствовать в том случае, если он будет подан на любой из его входов.

Для обозначения операции ИЛИ в булевой алгебре используется символ +, Функция «*A* ИЛИ *B*» записывается как $A+B$,

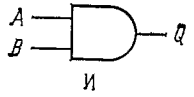
Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Вентиль И. Выход вентиля И имеет ВЫСОКИЙ уровень только в том случае, если ВЫСОКИЙ уровень присутствует на обоих его входах. Символическое изображение вентиля И и его таблица истинности даны на рис. 8.3. Выпускаемые промышленностью вентили И, так же как и вентили ИЛИ, могут иметь 3, 4, а иногда и большее число входов. Так, например, 8-входовый вентиль И вырабатывает на выходе ВЫСОКИЙ уровень только в том случае, если ВЫСОКИЙ уровень действует на всех его входах.



Входы		Выходы
A	B	Q
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

Рис. 8.2.



Входы		Выходы
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Рис. 8.3.

A	Q
0	1
1	0

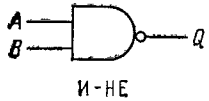
Рис. 8.4.

Для обозначения операции И в булевой алгебре используется точка (·), которая может быть опущена; функция «A и B» записывается как $A \cdot B$, или просто AB.

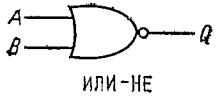
Инвертор (функция НЕ). Часто бывает нужно получить дополнение (инверсию) логического сигнала. Эту функцию выполняет инвертор — вентиль, имеющий только один вход (рис. 8.4).

Для обозначения операций НЕ в булевой алгебре используется черта над символом, а иногда апостроф; «НЕ А» записывается как $\bar{A}$ или как A'.

И-НЕ и ИЛИ-НЕ. Вентили могут совмещать инвертирование с выполнением функций И и ИЛИ. Как вскоре будет показано, такие вентили имеют более широкое распространение, чем просто И и ИЛИ (рис. 8.5).



A	B	Q
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0



A	B	Q
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

Рис. 8.5.

A	B	Q
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Рис. 8.6.

Исключающее ИЛИ. Существенный интерес представляет логическая функция «Исключающее ИЛИ», хотя она и не относится к числу основных (рис. 8.6). На выходе вентиля «Исключающего ИЛИ» ВЫСОКИЙ уровень сформируется в том случае, если он будет подан на один из его входов (но не на оба одновременно). Иными словами, ВЫСОКИЙ уровень действует на выходе тогда, когда входы имеют различное состояние. Этот вентиль может иметь только два входа. Операция «Исключающее ИЛИ» идентична сложению 2 бит по модулю 2.

Упражнение 8.5. Покажите, каким образом вентиль «Исключающее ИЛИ» может быть использован в качестве «модифицируемого инвертора», который в зависимости от уровня, присутствующего на управляющем входе, может либо инвертировать входной сигнал, либо передавать его на выход без инверсии (буферировать).

Упражнение 8.6. Проверьте, действительно ли схемы, показанные на рис. 8.7, преобразуют двоичный код в код Грея и наоборот.

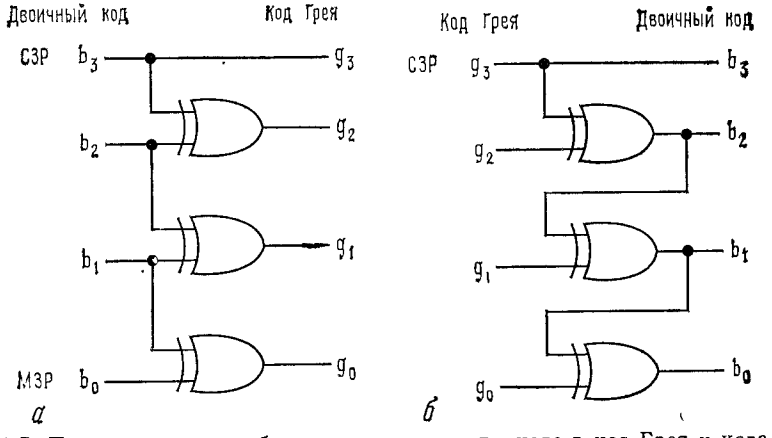


Рис. 8.7. Параллельные преобразователи двоичного кода в код Грея и кода Грея в двоичный.

8.05. Схемы вентилей на дискретных элементах

Перед тем как перейти к вопросу использования вентилей, рассмотрим, как они строятся с помощью дискретных элементов. На рис. 8.8. показан диодный вентиль И. Если на каком-либо из его входов действует НИЗКИЙ уровень, то он будет действовать и на выходе, а ВЫСОКИЙ уровень на выходе возникнет лишь в том случае, если он будет присутствовать на обоих входах. Эта схема имеет ряд недостатков, в частности: а) НИЗКИЙ уровень на выходе выше НИЗКОГО уровня на входе на величину падения напряжения на диоде. Естественно, слишком много диодов ставить в один ряд нельзя; б) отсутствует «разветвление по выходу», т. е. возможность питать одним выхо-

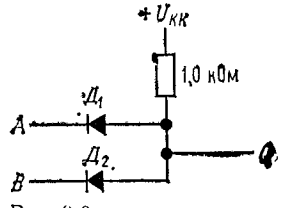


Рис. 8.8.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

дом несколько входов, поскольку выходная нагрузка действует на входной сигнал; в) низкое быстродействие, обусловленное резисторной нагрузкой. Вообще логические схемы, построенные на дискретных элементах, не обладают теми свойствами, которые присущи ИМС. Преимущества логических схем на ИМС отчасти связаны с применением специальной технологии (например, легирование золотом), которая позволяет получать хорошие характеристики.

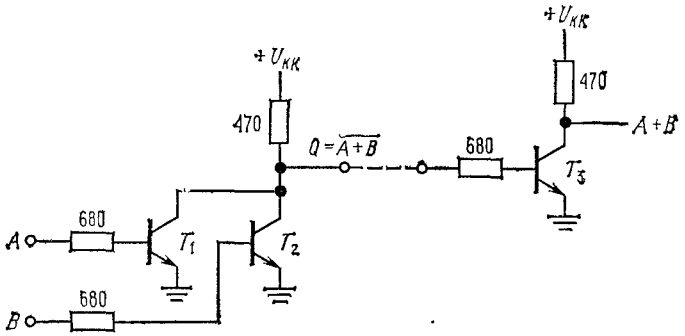


Рис. 8.9. Схема ИЛИ-НЕ в резисторно-транзисторной логике (РТЛ). Чтобы получить ИЛИ, добавлен инвертор.

На рис. 8.9. показана простейшая схема транзисторного вентиля ИЛИ-НЕ. Эта схема использовалась в семействе логических элементов РТЛ (резисторно-транзисторная логика), которые благодаря своей низкой стоимости были популярны в 1960-х годах, однако в настоящее время полностью вышли из употребления. ВЫСОКИЙ уровень, действующий по любому входу (или по обоим одновременно), откроет хотя бы один транзистор и на выходе возникает НИЗКИЙ уровень. Поскольку такой вентиль является инвертирующим по самой своей сути, то для того, чтобы получить из него вентиль ИЛИ, к нему нужно добавить инвертор, как показано на рисунке.

8.06. Пример схемы, использующей вентили

Попробуйте создать схему, которая решала бы логическую задачу, приведенную в качестве примера в гл. 1 и 2: гудок автомобиля должен включаться, когда открыта любая из его дверей, а водитель сидит в машине. Ответ будет очевиден, если сформулировать эту задачу следующим образом: «На выходе действует ВЫСОКИЙ уровень, если открыта левая ИЛИ правая дверь И водитель сидит в машине», т. е. $Q=(L+R)S$. Решение этой задачи с помощью вентилей показано на рис. 8.10. Выход ИЛИ имеет ВЫСОКИЙ уровень, когда одна ИЛИ другая дверь (или обе вместе) открыты. Если это так И водитель сидит

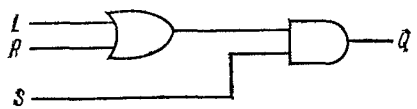


Рис. 8.10.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

в машине, Q имеет ВЫСОКИЙ уровень. Добавив транзистор, можно сделать так, чтобы эта схема включала гудок или замыкала контакт реле.

В реальных устройствах ключи, вырабатывающие входные сигналы, обычно замыкают цепь на землю. (Это делается в целях сокращения монтажных связей, а также по другим причинам, которые, в частности, связаны с использованием широко распространенных логических элементов типа ТТЛ и вскоре будут рассмотрены). Это означает, что при открывании дверей сигналы на входах будут иметь НИЗКИЙ уровень, т. е. мы будем иметь входы, использующие отрицательную логику. С учетом этого построим для данного примера новую схему, обозначая ее входы через L', R' и S'. Во-первых, здесь нужно определить, действует ли НИЗКИЙ уровень на каком-либо из входов (L', R'), связанных с дверцами автомобиля, т. е. состояние «оба входа имеют ВЫСОКИЙ уровень» нужно отличать от остальных. Это выполняется с помощью схемы И, следовательно, сигналы L' и R' нужно подать на входы вентиля И. Выход будет иметь НИЗКИЙ уровень, когда НИЗКИЙ уровень имеет *любой* из входов. Назовем эту функцию ЛЮБОЙ′. Теперь нужно определить состояние, когда сигналы ЛЮБОЙ′ и S' имеют НИЗКИЕ уровни, т. е. отличить от остальных состояние, когда «оба входа имеют НИЗКИЙ уровень». Эта операция выполняется с помощью вентиля ИЛИ. Полученная схема показана на рис. 8.11. Вместо вентиля ИЛИ мы использовали вентиль ИЛИ-НЕ для того, чтобы иметь такой же выход, как и в предыдущей схеме, т. е. ВЫСОКИЙ уровень Q при желаемом состоянии. Однако здесь произошло что-то странное: по сравнению с предыдущей схемой вместо вентиля И мы использовали вентиль ИЛИ (и наоборот). Этот случай будет подробно рассмотрен в разд. 8.07.

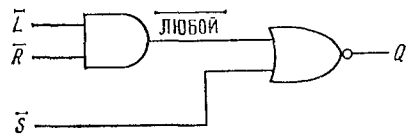


Рис. 8.11.

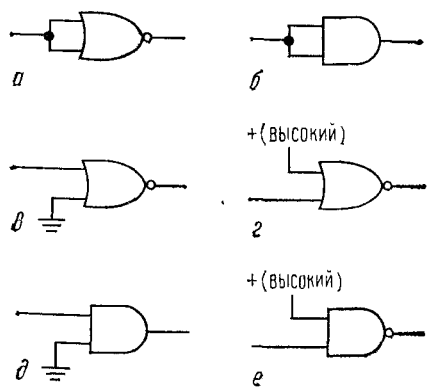


Рис. 8.12.

Упражнение 8.7. Определите, какие функции выполняют схемы, показанные на рис 8.12.

Взаимозаменяемость вентилей. При построении цифровых схем следует помнить, что из вентиля одного типа можно получить вентиль другого типа. Например, если вам нужен вентиль И, а у вас

есть половина стандартной ИМС 7400 (4 И-НЕ на два входа), то вы можете произвести замену, как показано на рис. 8.13. Второй вентиль используется в качестве инвертора, в результате чего получается функция И. Следующие упражнения помогут вам лучше уяснить эту идею.

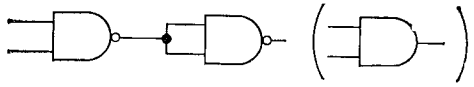


Рис. 8.13.

Упражнение 8.8. Покажите, как с помощью 2-входовых вентилей сделать: а) НЕ из ИЛИ-НЕ, б) ИЛИ из вентилей ИЛИ-НЕ и в) ИЛИ из вентилей И-НЕ.

Упражнение 8.9. Покажите, как сделать: а) 3-входовую схему И, используя схемы И на 2 входа; б) 3-входовую схему ИЛИ, используя схемы ИЛИ на 2 входа; в) 3-входовую схему ИЛИ-НЕ с помощью схем ИЛИ-НЕ на два входа; г) 3-входовую схему И, используя схемы И-НЕ на 2 входа.

Вообще путем многократного использования инвертирующего вентиля (например, И-НЕ) одного типа можно реализовать любую комбинационную функцию. Однако это не относится к неинвертирующему вентилю, поскольку с его помощью функцию НЕ никаким способом получить нельзя. Скорее всего, именно по этой причине вентили И-НЕ получили наибольшее распространение в логических схемах.

8.07. Логические обозначения при заданных уровнях

Вентиль И будет иметь на выходе ВЫСОКИЙ уровень, когда ВЫСОКИЙ уровень действует на обоих его входах. Если ВЫСОКИЙ уровень обозначает «истину», то «истина» будет на выходе в том случае, если она присутствует на всех входах. Иными словами, при использовании положительной логики вентиль И выполняет логическую функцию И. То же самое касается ИЛИ.

Что произойдет, если «истину» будет обозначать НИЗКИЙ уровень, как это имело место в предыдущем примере? Вентиль И даст на выходе НИЗКИЙ уровень, если на любом из его входов была «истина» (НИЗКИЙ уровень). Но это функция ИЛИ. С другой стороны, вентиль ИЛИ сформирует НИЗКИЙ уровень лишь в том случае, если «истина» действует на обоих его входах. Но это функция И! Какая путаница!

Для разрешения этой проблемы есть два пути. Первый состоит в том, что, уяснив себе суть данной задачи цифрового проектирования, разработчик выбирает такой тип вентиля, который позволит получить требуемый выход, что и было сделано нами ранее. Например, если вам нужно определить, имеет ли один из трех входов НИЗКИЙ уровень, используйте 3-входовый вентиль И-НЕ. Этим методом, по всей вероятности, пользуется большинство разработчиков цифровых схем. Следуя этим путем, вы начертите вентиль И-НЕ, даже если по отношению к своим входам он выполняет функцию ИЛИ-НЕ (при отрицательной логике). Вероятно, вы при этом обозначите входы, как показано на рис. 8.14. В данном примере сигналы сброса — СБРОС′ (CLEAR′), ОС′ — ОБЩИЙ СБРОС, MR′ (master reset) и УСТАНОВКА В «0» (RESET′), поступающие из различных точек схемы, будут иметь

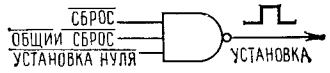


Рис. 8.14.

уровни отрицательной логики. Выходной сигнал УСТАНОВКА, представленный в положительной логике, будет подаваться на различные устройства, которые должны сбрасываться, если любой из сигналов установки в исходное состояние имеет НИЗКИЙ уровень («истина»).

Другой способ решения проблемы сигналов отрицательной логики заключается в использовании метода «заданных уровней». Если вентиль И выполняет функцию ИЛИ, используя на входах отрицательную логику, изобразите его, как показано на рис. 8.15. Вентиль ИЛИ на 3 входа с отрицательными входными сигналами аналогичен по выполняемой функции 3-входовому вентилю И-НЕ. Оказывается, что эта эквивалентность представляет собой важный принцип — свойство логических цепей, который называется теоремой Моргана. Ниже

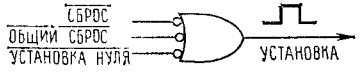


Рис. 8.15.

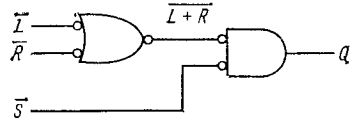


Рис. 8.16.

мы вкратце рассмотрим некоторые полезные соотношения, идентичные цепи, а пока вам достаточно знать, что вы можете заменять И на ИЛИ и наоборот, проинвертировав при этом выход и все входы. На первый взгляд логика заданных уровней может показаться малопривлекательной, так как при ее использовании начертание вентилей приобретает странный вид. Тем не менее она лучше, чем рассмотренный выше способ, поскольку логические функции вентилей в такой схеме ясно обозначены; применяя эту схему в течение некоторого времени, вы найдете, что она весьма удобна, и не захотите использовать ничего другого. Попробуем снова решить пример с автомобильной дверцей с помощью логики заданных уровней (рис. 8.16). Левый вентиль определяет, когда L или R имеют «истинное» значение (т. е. НИЗКИЙ уровень), и вырабатывает выходной сигнал в отрицательной логике. Второй вентиль дает на выходе ВЫСОКИЙ уровень, если оба входных сигнала $(L+R)$ имеют «истинное» значение, т. е. НИЗКИЙ уровень. Согласно теореме Моргана (через некоторое время она вам не потребуется, так как вы будете опознавать эти вентили как равноценные), первый вентиль представляет собой И, а второй ИЛИ точно так же, как и в ранее изображенной схеме. Здесь следует отметить два важных момента:

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

1. Термин «отрицательная логика» не означает, что логические уровни имеют отрицательную полярность. Он лишь говорит, что «истинное» утверждение определяется тем из двух состояний, которое имеет меньший уровень (НИЗКИЙ).
2. При символическом изображении вентиля предполагается, что он использует положительную логику. Вентиль И-НЕ, выполняющий функцию ИЛИ для сигналов отрицательной логики, может изображаться либо как И-НЕ, либо с использованием логики заданных уровней с обозначением в форме ИЛИ с символами инверсии на входах (маленькие кружки). В последнем случае эти кружки обозначают инверсию входных сигналов, которые поступают на вентиль ИЛИ, работающий, согласно первоначальному определению, при положительной логике.

Примечание. Логические функции И и ИЛИ не следует путать с указанными в законах эквивалентными понятиями [1]. В увесистом томе правил, известном под названием «Слова и фразы», свыше 40 страниц посвящается ситуациям, в которых И может быть истолковано как ИЛИ, например «ИЛИ в случае необходимости может трактоваться как И, а И как ИЛИ...». Это, однако, не имеет ничего общего с теоремой Моргана.

ТТЛ и КМОП

ТТЛ (транзисторно-транзисторная логика) и КМОП (комплементарные МОП-структуры) в настоящее время представляют собой два наиболее распространенных семейства логических элементов. Огромное количество ИМС обоих семейств, выполняющих самые разнообразные функции, выпускаются по меньшей мере десятью фирмами. С помощью этих семейств можно удовлетворить все потребности, возникающие при построении цифровых схем и устройств. Исключение составляет область схем большой степени интеграции (БИС), в которой преобладают МОП-структуры и сверхбыстродействующая логика, в которой господствующее положение занимают логические элементы с эмиттерными связями (ЭСЛ). В дальнейшем в книге в основном будут рассматриваться эти семейства.

8.08. Каталог идентичных вентилей

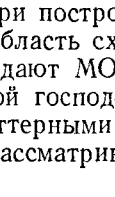
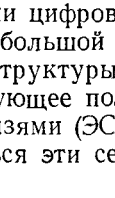
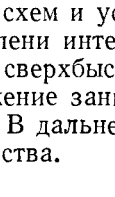
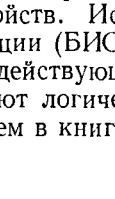
В табл. 8.2 показаны идентичные вентили, которые существуют в семействах логических элементов ТТЛ и КМОП. Каждый вентиль изображен в своей нормальной форме (для положительной логики), а кроме того, показано, как он выглядит при использовании отрицательной логики. В последней строке таблицы показан вентиль И-ИЛИ-НЕ.

Небольшие пояснения: в семейство ТТЛ входит до полудюжины различных «субсемейств», каждое из которых выполняет одни и те же

[1] С юридической точки зрения.— *Прим. ред.*

Таблица 8.2

Идентичные вентили в семействах ТТЛ и КМОП

Наименование	Выражение	Символическое обозначение	Символическое обозначение для отрицательной логики	Тип	Количество вентилей в корпусе	Номер элемента КМОП	Номер элемента ТТЛ →	L	LS	H	S	C
И	AB			2-входа	4	4081	7408		>		>	>
				3-входа	3	4073	7411		>		>	
				4-входа	2	4082	7421		>	>		
И-НЕ	$\overline{AB}$			2-входа	4	4011	7400	>	>	>	>	>
				3-входа	3	4023	7410	>	>	>	>	
				4-входа	2	4012	7420	>	>	>	>	>
				8-входов	1	4068	7430	>	>	>	>	
				13-входов	1	—	74133	>		>		
ИЛИ	$A+B$			2-входа	4	4071	7432	>	>		>	>
				3-входа	3	4075	—					
				4-входа	2	4072	—					
ИЛИ-НЕ	$\overline{A+B}$			2-входа	4	4001	7402	>	>		>	>
				3-входа	3	4025	7427					
				4-входа	2	4002	7425		>		>	
				5-входов	2	—	74260					
				8-входов	1	4078	—					
Инвертор	$\overline{A}$				6	4069/4049	7404	>	>	>	>	>
Повторитель	A				6	4503/4050	74365					
Неэквивалентность	$A \oplus B$			2-входа	4	4070	7486/386 (—135)	>	>		>	>
Эквивалентность	$A \oplus B$			2-входа	4	4077	74266 (—135)		>			
И-ИЛИ-НЕ				2 — 2-входов	2	4085	7450/51	>	>	>	>	
				2—2—2-входов	1	4086	7453/54	>	>	>	>	

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

функции и использует одни и те же логические уровни. Различия их связаны с быстродействием и рассеиваемой мощностью (см. разд. 9.01). В настоящее время самым лучшим для большинства применений является маломощное субсемейство ТТЛ-Шоттки, элементы которого обозначаются буквами LS, стоящими после цифры 74, например 74LS00. В дальнейшем для простоты мы будем опускать эти буквы, предполагая, что обычно используются элементы LS. «Стандартные» элементы ТТЛ (без этих букв) в настоящее время почти полностью вышли из употребления.

8.09. Принципиальные схемы вентилей на ИМС

Хотя в обоих семействах (ТТЛ и КМОП) идентичные вентили, например И, выполняют одинаковые операции, их логические уровни, а также другие характеристики (быстродействие, входной ток и т. д.) совершенно различны. В общем случае нельзя смешивать два типа логических элементов. Для того чтобы понять различия между ними, рассмотрим принципиальные схемы вентилей И, представленные на рис. 8.17.

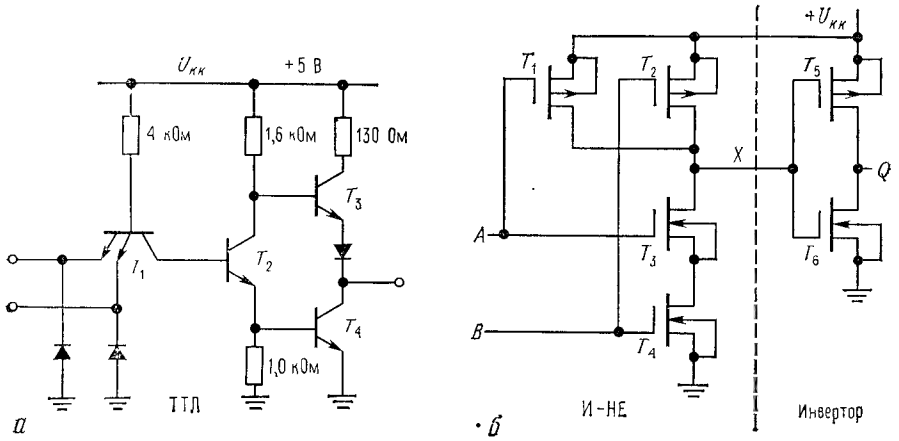


Рис. 8.17. Вентиль И-НЕ ТТЛ (*а*); вентиль И КМОП (*б*).

КМОП-вентиль построен на полевых МОП-транзисторах обеих полярностей, которые работают в режиме усиления и соединены как ключи, а не как повторители. Открытый полевой транзистор аналогичен низкоомному резистору, подключенному к шине питания. Для того чтобы открыть последовательно включенную пару транзисторов T_3, T_4 и закрыть нагрузочные транзисторы T_1 и T_2, на оба входа должен быть подан ВЫСОКИЙ уровень. Это приводит к тому, что на выходе вырабатывается НИЗКИЙ уровень, т. е. получается вентиль И-НЕ. Транзисторы T_5 и T_6 образуют обычный КМОП-инвертор, благодаря которому мы получаем вентиль И. Из этого примера видно, как строятся вентили И, И-НЕ, ИЛИ и ИЛИ-НЕ на любое число входов.

Упражнение 8.10. Начертите схему 3-входового вентиля ИЛИ типа КМОП.

Несколько слов по поводу входной схемы ТТЛ: транзистор T_1 имеет два эмиттера. Его можно рассматривать как два транзистора, базы и коллекторы которых соединены параллельно. Когда на любой из входов подан НИЗКИЙ уровень, транзистор T_1 насыщен, а T_2 заперт и на выходе будет действовать ВЫСОКИЙ уровень. Когда оба входа имеют ВЫСОКИЙ уровень, T_1 работает как инверсно включенный транзистор с $h_{21э} \ll 1$. Можно считать, что его переход база — коллектор представляет собой диод в проводящем состоянии, через который транзистор T_2 открывается и устанавливает выход в состояние НИЗКОГО уровня.

Заметим, что как ТТЛ-, так и КМОП-вентили обеспечивают «активный выход» с питанием нагрузки от шины положительного напряжения. Рассмотренные выше вентили на дискретных компонентах этой способностью не обладают.

8.10. Характеристики ТТЛ и КМОП

Сравним характеристики двух семейств:

Напряжение питания. Для ТТЛ требуется напряжение питания +5 В ±5%, в то время как элементы КМОП могут работать в диапазоне от +5 до +15 В; наиболее распространенные значения +5 и +12 В.

Вход. В состоянии НИЗКОГО уровня вход вентиля ТТЛ представляет собой токовую нагрузку для управляющего им источника сигнала (для «стандартных» элементов ТТЛ типовое значение составляет 1,0 мА), следовательно, для поддержания на входе НИЗКОГО уровня необходимо обеспечить отвод тока. Поскольку выходные каскады схем ТТЛ обладают хорошей нагрузочной способностью, сопряжение между собой элементов ТТЛ не представляет проблемы, однако она может возникнуть, когда требуется подключить входы ТТЛ к схемам другого типа.

Элементы КМОП в отличие от ТТЛ не потребляют тока по входам. Логический порог ТТЛ определяется падением напряжения на двух диодах по отношению к земле (порядка 1,4 В), в то время как для элемента КМОП значение входного порога равно приблизительно половине напряжения питания, но может колебаться в широких пределах (от одной трети до двух третей напряжения питания). Элементы КМОП чувствительны к статическому электричеству и могут выходить из строя при манипуляциях с ними (пайке, контроле схем и т. д.) В обоих семействах на неиспользуемые входы следует в зависимости от ситуации подавать ВЫСОКИЙ или НИЗКИЙ уровни (далее об этом будет сказано).

Выход. В состоянии НИЗКОГО уровня выходной каскад вентиля ТТЛ ведет себя как насыщенный транзистор, напряжение на котором

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

близко к потенциалу земли, а в состоянии ВЫСОКОГО уровня — как повторитель с выходным напряжением, равным примерно напряжению питания $U_{КК}$ минус падение напряжения на двух диодах. Выход вентиля КМОП представляет собой открытый полевой транзистор, подключенный либо к земле, либо к шине питания.

Быстродействие и мощность. Элементы ТТЛ обладают высоким быстродействием (25—50 МГц), но потребляют значительную мощность. Новые маломощные субсемейства ТТЛ в этом отношении существенно лучше. Схемы КМОП обладают малым быстродействием, но в статическом состоянии рассеивают ничтожную мощность, которая, однако, линейно растет с повышением частоты (потребление тока при коммутации емкостной нагрузки) и вблизи ее верхнего предела почти равна мощности, рассеиваемой элементами ТТЛ.

Элементы ТТЛ, как правило, применяются в тех случаях, когда существенное значение придается быстродействию, в то время как элементы КМОП применяются в маломощных схемах. Другие семейства используются лишь при наличии специальных требований (ЭСЛ — при сверхвысоком быстродействии, ВПЗЛ (HNIL) — когда нужна очень высокая помехоустойчивость, p-МОП и n-МОП — для достижения высокой степени интеграции).

В пределах одного логического семейства выходы элементов легко стыкуются с входами и обычно нет необходимости беспокоиться о пороговых уровнях, входном токе и т. п. Например, выходы элементов семейств ТТЛ или КМОП могут работать не менее чем на 10 входов (эта характеристика носит название коэффициента разветвления по выходу: для ТТЛ коэффициент разветвления по выходу равен 10), поэтому для обеспечения совместимости не требуется применять специальные меры. В следующей главе мы рассмотрим вопросы сопряжения между различными логическими семействами, а также между логическими схемами и внешними устройствами.

8.11. Элементы с тремя состояниями и с открытым коллектором

Вентили ТТЛ и КМОП, которые мы сейчас рассматриваем, имеют двухтактные выходные схемы: ВЫСОКИЙ или НИЗКИЙ уровень подается на выход через открытый биполярный или МОП-транзистор. Такую схему, которая носит название активной нагрузки, а в ТТЛ называется также столбовым выходом, используют почти все логические элементы. Эта схема обеспечивает низкое выходное сопротивление в обоих состояниях, имеет малое время переключения и обладает более высокой помехоустойчивостью по сравнению с одиночным транзистором, который использует в качестве коллекторной нагрузки пассивный резистор. В случае КМОП применение активного выхода, помимо всего прочего, позволяет понизить рассеиваемую мощность[1].

[1] В ТТЛ то же.— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Однако существует ряд ситуаций, при которых активный выход оказывается неудобным. В качестве примера представим себе вычислительную систему, в которой должны обмениваться данными несколько функциональных блоков. Центральный процессор (ЦП), память, а также различные периферийные устройства должны иметь возможность передавать и принимать 16-разрядные слова, и было бы, мягко говоря, неудобно использовать для соединения каждого устройства с каждым индивидуальный 16-жильный кабель. Для решения этой проблемы используется так называемая шина (или магистраль) данных (data bus), т. е. один 16-жильный кабель, доступный для всех устройств. Такая структура аналогична телефонному каналу коллективного пользования: в каждый момент времени «говорить» («передавать данные») может только одно устройство, а остальные могут только «слушать» («принимать данные»). При использовании шинной системы необходимо иметь соглашение о том, кому разрешено «говорить». В связи с этим употребляются такие термины, как «арбитр шины», «ведущее устройство» и «устройство управления шиной».

Для возбуждения шины нельзя использовать вентили (или другие схемы) с активным выходом, поскольку их нельзя отключить от общих информационных линий (в любой момент времени выходы устройств, подключенные к шине, будут находиться в состоянии ВЫСОКОГО или НИЗКОГО уровня). Для этого случая необходим вентиль, выход которого может находиться в «обрыве», т. е. быть «открытым». Такие устройства выпускаются промышленностью и имеют две разновидности, которые носят названия «элементов с тремя состояниями» и «элементов с открытым коллектором». Мы начнем с рассмотрения последних, подразумевая, что все сказанное применимо также и к элементам с тремя состояниями.

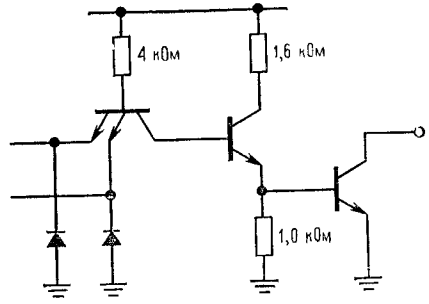


Рис. 8.18.

В выходной схеме вентиля с открытым коллектором отсутствует транзистор, являющийся активной нагрузкой (рис. 8.18). При использовании таких элементов внешний нагрузочный резистор можно подключить к любому источнику. Величина этого резистора не является критичной: при малых значениях резистора обеспечиваются повышенные быстродействия и помехоустойчивость, однако повышаются рассеиваемая мощность и нагрузочный ток выходного каскада. Для ТТЛ типичные значения лежат в пределах от нескольких сотен до нескольких тысяч омов. Как мы вскоре покажем, все, что далее будет говориться о вентилях с открытым коллектором, относится также и к вентилям с тремя состояниями.

Взгляд вперед: шины передачи данных. Вентили с открытым коллектором можно использовать для возбуждения магистрали переда-

чи данных. Каждая линия магистрали имеет один нагрузочный резистор, и к нему через вентили И-НЕ с открытым коллектором (или с тремя состояниями) подключаются все устройства, которые могут передавать данные. В любой момент времени шинные возбудители (формирователи) всех устройств, кроме одного, заперты (выход имеет ВЫСОКИЙ уровень, т. е. разомкнут) сигналом НИЗКОГО уровня, поданным на один из входов И-НЕ (или установлены в третье состояние). Обычно

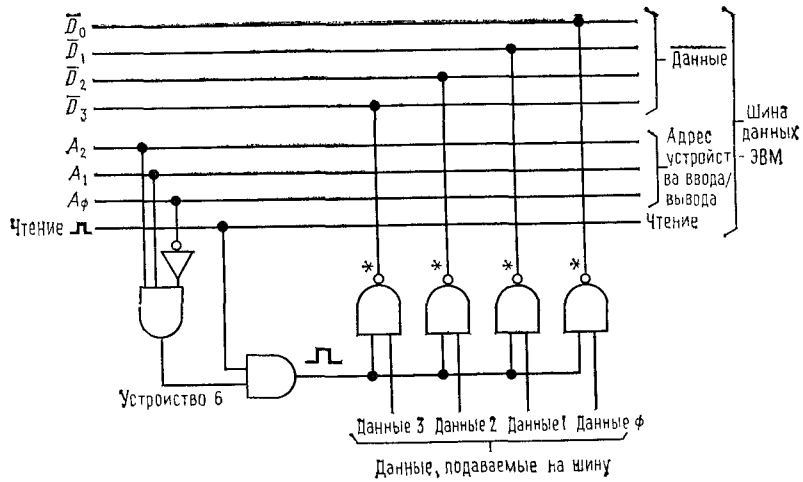


Рис. 8.19. Применение вентилей И-НЕ с открытым коллектором для управления информационной шиной.

устройство «узнает» о том, что оно должно выдавать данные на шину, дешифровав свой адрес на адресных и управляющих линиях (рис. 8.19). Устройство, изображенное на рис. 8.19, имеет код адреса 6. Оно дешифрует свой адрес на адресных линиях A_1—A_2 и, получив импульс ЧТЕНИЕ, выводит данные (в отрицательной логике) на шину по линиям D_0—D_3. Такой протокол передачи данных по шине используется во многих простых системах. Как будет показано в гл. 10 и 11, нечто аналогичное имеет место в большинстве мини-ЭВМ и микропроцессоров. Многие обычные вентили, например счетверенный вентиль И-НЕ типа 7400, имеют модификации с открытым коллектором (7403). Для использования в качестве шинных формирователей выпускаются вентили с открытым коллектором, имеющие повышенную нагрузочную способность; так, например, вентиль 7438 позволяет подключать к выходу до 30 входов ТТЛ. Для маркировки ИС с открытым коллектором используется звездочка вблизи выходного контакта или вертикальная линия, начерченная поперек условного обозначения вентиля. Иногда вместо этого рядом с условным обозначением вентиля ставятся буквы ОК (Open Collector — ОС).

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Логические схемы с тремя состояниями. Недостатком ИС с открытым коллектором является их пониженные быстродействие и помехоустойчивость по сравнению с обычными схемами, использующими активную нагрузку. Длинная шина может иметь значительную емкость и, как следствие, склонность к воздействию помех. Для решения этой проблемы применяются логические элементы с тремя состояниями или TRI-STATE (товарный знак National Semiconductors Corp.). Название этих схем может ввести в заблуждение, так как на самом деле они не являются логическими элементами с тремя уровнями напряжений. Это самые обычные логические схемы, которые имеют третье состояние выхода — «обрыв». Они совмещают в себе все преимущества (высокую помехоустойчивость и быстродействие) элементов с активной нагрузкой и способность работать на общую шину, которой обладают схемы с открытым коллектором. Схемы с тремя состояниями имеют отдельный запирающий вход, с помощью которого они могут устанавливаться в третье состояние независимо от того, какие сигналы присутствуют на логических входах. Выходы с тремя состояниями имеются во многих ИМС: счетчиках, регистрах и т. п., а также в вентилях и инверторах. Ввиду улучшенных характеристик их используют обычно в качестве шинных формирователей вместо схем с открытым коллектором. Устанавливать нагрузочный резистор в этом случае не требуется.

Управление внешней нагрузкой. Другим применением схем с открытым коллектором является управление внешней нагрузкой, которая должна подключаться к источнику положительного напряжения, превышающего напряжение питания ИМС. Может, в частности, потребоваться включить маломощную 12-вольтовую лампочку или сформировать перепад логических уровней напряжения в 15 В с помощью резистора, установленного между выходом вентиля и источником +15 В (рис. 8.20). В состав семейства ТТЛ входит ИМС 7416, содержа-

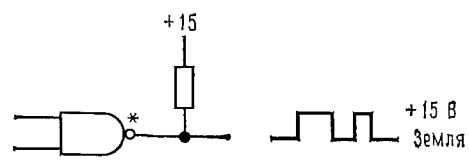


Рис. 8.20.

щая шесть инверторов с пробивным напряжением 15 В, и 7506 — с пробивным напряжением 30 В. Элементы серии 75450 (сдвоенные периферийные формирователи) обеспечивают ток до 300 мА во внешней нагрузке, подключенной к источнику напряжения +30 В. В семействе КМОП имеется сдвоенный вентиль И-НЕ с «открытым истоком» типа 40107, который обладает нагрузочной способностью до 120 мА, что для этих элементов представляет собой значительную величину. Более подробно этот вопрос смотрите в гл. 9—11.

Проводное ИЛИ. Одним из важных применений схем с открытым коллектором является «проводное ИЛИ», которое представляет собой простейшее расширение функций вентиля путем непосредственного объединения выходов вентилей. Такое объединение недопустимо при использовании схем с активной нагрузкой (здесь возникнет режим соперничества, если между всеми вентилями не будет согласовано, каким должен быть выходной сигнал[1]), но легко реализуется на элементах с открытым коллектором (рис. 8.21). В этом случае выход имеет НИЗКИЙ уровень, если на любом из входов присутствует ВЫСОКИЙ уровень. Из трех схем ИЛИ-НЕ на 2 входа образована одна схема ИЛИ-НЕ на 6 входов. Объединять можно схемы ИЛИ-НЕ, И-НЕ и т. п. Такое соединение иногда также называют «проводным И», поскольку ВЫСОКИЙ уровень на выходе схемы возникает лишь тогда, когда он действует на выходе каждого вентиля (состояние разомкнутого, или открытого, выхода). Оба этих названия описывают одну и ту же схему, которая представляет собой проводное И при положительной логике и проводное ИЛИ — при отрицательной.

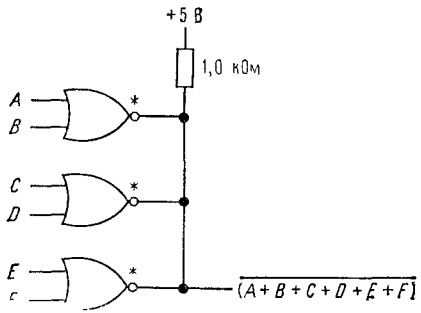


Рис. 8.21.

Проводное ИЛИ имеет одно весьма уязвимое место, которое заключается в сложности наладки неисправной схемы, когда на ее выходе действует НИЗКИЙ уровень. Затруднения возникают при попытке отыскать неисправный выход в общей точке, объединяющей большое число вентилей. В результате проводное ИЛИ, которое длительное время применялось на отошедших в прошлое схемах ДТЛ, оказалось непригодным при переходе на элементы ТТЛ.

КОМБИНАЦИОННАЯ ЛОГИКА

Как уже отмечалось в разд. 8.04, цифровые логические схемы разделяются на комбинационные и последовательные. В комбинационных логических схемах состояние выхода схемы заданным образом зависит от текущего состояния ее входов, а выходное состояние последовательной схемы определяется как состоянием входов на данный момент, так и ее предыдущим состоянием. Комбинационные схемы могут строиться с помощью одних лишь вентилей, а последовательные схемы требуют наличия памяти в какой-либо форме (триггер). В последующих разделах мы рассмотрим возможности комбинационной логики, после чего отправимся в беспокойный мир последовательных схем.

[1]) Соперничество, скорее всего, будет в вопросе, какой из вентилей быстрее выйдет из строя. Скорее всего, «перегорят» все.— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

8.12. Логические соотношения

Любое обсуждение комбинационной логики будет неполным, если мы не рассмотрим логические соотношения, представленные в табл. 8.3. Большинство из этих соотношений очевидны, а два последних составляют теорему Моргана, наиболее важную для построения схем.

Таблица 8.3

Логические соотношения

$ABC=(AB)C=A(BC)$	$A+1=1$
$AB=BA$	$A+0=A$
$AA=A$	$\bar{1}=0$
$A1=A$	$\bar{0}=1$
$A0=0$	$A+\bar{A}=1$
$A(B+C)=AB+AC$	$A\bar{A}=0$
$A+AB=A$	$\bar{\bar{A}}=A$
$A+BC=(A+B)(A+C)$	$A+\bar{A}B=A+B$
$A+B+C=(A+B)+C=A+(B+C)$	$\overline{A+B}=\bar{A}\bar{B}$
$A+B=B+A$	$\overline{AB}=\bar{A}+\bar{B}$
$A+A=A$	

Пример: вентиль „Исключающее ИЛИ". Проиллюстрируем применение логических соотношений на следующем примере: попробуем

A	B	$A\oplus B$
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Рис. 8.22.

сделать схему Исключающего ИЛИ с помощью обычных вентилей. Таблица истинности для Исключающего ИЛИ дана на рис. 8.22. Уяснив из нее, что 1 на выходе может быть только тогда, когда $(A, B)=(0,1)$ или $(1,0)$, запишем

$$A\oplus B=\bar{A}B+A\bar{B}.$$

Соответствующая схемная реализация показана на рис. 8.23. Однако она не является единственной. Используя логические соотношения, можно получить

$$\begin{aligned} A\oplus B &= A\bar{A}+A\bar{B}+B\bar{A}+B\bar{B}= \quad (A\bar{A}=B\bar{B}=0)\\ &= A(\bar{A}+\bar{B})+B(\bar{A}+\bar{B})=\\ &= A(\overline{AB})+B(\overline{AB})=\\ &= (A+B)(\overline{AB}) \end{aligned}$$

(на первом шаге мы прибавили две величины, равные нулю, а на третьем шаге применили теорему Моргана). Схемная реализация для это-

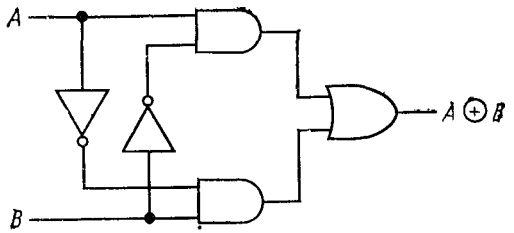


Рис. 8.23.

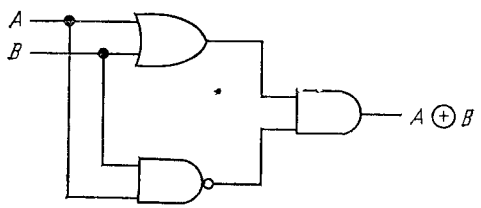


Рис. 8.24.

го случая показана на рис. 8.24. Существуют и другие способы построения схемы Исключающего ИЛИ. Рассмотрим следующие упражнения:

Упражнение 8.11. С помощью логических преобразований покажите, что

$$A \oplus B = \overline{AB + \bar{A}\bar{B}},$$
$$A \oplus B = (A + B)\,(\bar{A} + \bar{B}).$$

В справедливости этих соотношений легко убедиться, просмотрев таблицу истинности.

Упражнение 8.12. Чему равны следующие соотношения: а) $0 \cdot 1$, б) $0+1$, в) $1 \cdot 1$, г) $1+1$, д) $A(A+B)$, е) $A(A'+B)$, ж) $A \oplus A$, з) $A \oplus A'$?

8.13. Минимизация и карты Карно

Поскольку логическая функция, даже такая простая, как Исключающее ИЛИ, может быть реализована различными способами, часто бывает нужно найти для нее самое простое, или, возможно, наиболее удобное схемное решение. Над этой проблемой бились многие светлые умы, и в настоящее время существует несколько способов ее решения, включая алгебраические методы, реализуемые с помощью ЭВМ. При числе входов, не превышающем четырех, наилучшим методом является составление карты Карно. Он также позволяет найти логическое выражение по таблице истинности (если оно заранее неизвестно).

Проиллюстрируем этот метод с помощью примера. Предположим, что требуется построить схему для мажоритарного подсчета голосов при баллотировке. Будем считать, что имеются три входа, работающие

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

при положительной логике (на любом из них может быть 1 или 0), и выход (0 или 1). Выход равен 1, если 1 присутствует не менее чем на двух входах.

Шаг 1. Составим таблицу истинности.

A	B	C	Q
0	0	0	0
0	0	1	0
0	1	0	0
0	1	1	1
1	0	0	0
1	0	1	1
1	1	0	1
1	1	1	1

Здесь должны быть представлены все возможные сочетания и соответствующие им состояния выхода (или выходов). В случае, когда состояние входа не оказывает влияние на выход, ставится X (любое значение).

Шаг 2. Составим карту Карно. Она представляет собой нечто очень близкое к таблице истинности, но содержит переменные, расположенные по двум осям. Переменные должны быть расположены таким образом, чтобы при переходе от каждого квадрата к соседнему менялось бы состояние только одного входа (рис. 8.25).

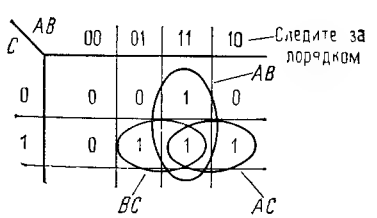


Рис 8 25.

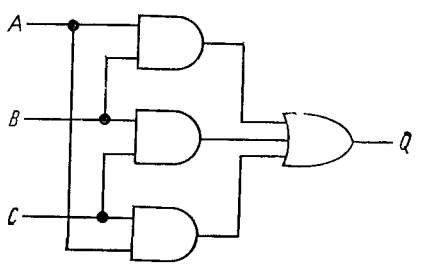


Рис. 8 26.

Шаг 3. Отметим на карте группы, содержащие 1 (можно также использовать и группы, содержащие 0). Три овала на рис. 8.25 определяют логические выражения AB, AC и BC. Далее получим требуемую функцию

$$Q = AB + AC + BC,$$

схемная реализация которой показана на рис. 8.26. При ретроспективном взгляде этот результат кажется очевидным. Можно было бы составить выражение для нулей и вместо этого получить

$$Q' = A'B' + A'C' + B'C'.$$

Это выражение может оказаться полезным для случая, когда в каких-либо точках схемы имеются инверсные сигналы A', B' и C'.

Некоторые комментарии к картам Карно.

1. Ищите группы, содержащие 2, 4, 8 и т. д. квадратов. Они имеют простые логические выражения.

2. Чем крупнее блок вы опишете, тем проще будет логика.

3. Состыкуйте края карты Карно. Например, карта на рис. 8.27 описывается выражением $Q=B'C$.

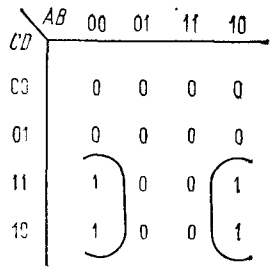


Рис. 8.27.

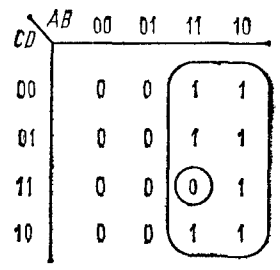


Рис. 8.28.

4. Блок «единиц», содержащий один или два «нуля», лучше всего описывается с помощью группировки, показанной на рис. 8.28. Ему соответствует логическое выражение $Q=A(BCD)'$.

5. Места, содержащие X (любое значение), представляют собой «карт-бланш». Записывайте в них «нули» или «единицы» так, чтобы можно было получить простейшую логику.

6. Карта Карно может и не привести к наилучшему решению. Иногда более сложное логическое выражение имеет более простую схемную реализацию, например в случае, когда некоторые члены выражения уже сформированы схемой в виде логических сигналов, которые могут быть использованы в качестве входных. Кроме того, реализации Исключающего ИЛИ из карт Карно не очевидны. Наконец, при выборе логической структуры схемы определенную роль играют ограничения, связанные с конструкцией ИМС (например, тот факт, что в одном корпусе содержатся четыре 2-входовых вентиля).

Упражнение 8.13. Составьте карту Карно для логики, которая позволит определить, является ли 3-разрядное двоичное число «главным», считая при этом, что главными не являются числа 0, 1 и 2. Дайте схемную реализацию на 2-входовых вентилях.

Упражнение 8.14. Найдите логическое выражение, с помощью которого можно было бы умножать два 2-разрядных двоичных числа и получать 4-разрядный результат. Рекомендация: для каждого выходного бита используйте отдельные карты Карно.

8.14. Комбинационные функциональные схемы, реализованные на стандартных ИМС

С помощью карт Карно можно построить логику для выполнения достаточно сложных функций, таких, как, например, двоичное сложение или сравнение величин, контроль по паритету, мультиплексирование (выбор одного из нескольких входов, который определяется двоичным адресом) и т. п. На практике сложные функции, которые используются наиболее часто, реализуются в виде функциональных ИМС средней степени интеграции (до 100 вентилей в корпусе). Хотя в состав многих из этих ИМС входят триггеры, к рассмотрению которых мы скоро перейдем, большинство из них выполняют чисто комбинационные функции и состоят целиком из одних вентилей. Давайте посмотрим, какие «звери населяют зоопарк», именуемый ИМС средней степени интеграции.

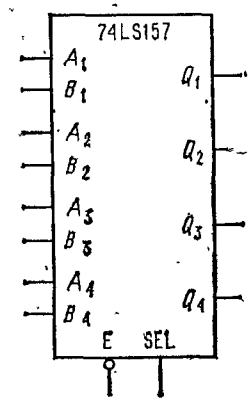


Рис. 8.29.

Счетверенная 2-входовая схема выборки. Весьма полезным устройством является счетверенная 2-входовая схема выборки, которая фактически представляет собой 4-полюсный двухпозиционный переключатель логических сигналов. Основная идея такого переключателя иллюстрируется на рис. 8.29. Когда вход ВЫБОР (SELECT—SEL на рисунке) имеет НИЗКИЙ уровень, сигналы на выходы Q поступают с соответствующих входов A, при ВЫСОКОМ уровне на входе ВЫБОР — со входов B. Когда ВЫСОКИЙ уровень действует на входе РАЗРЕШЕНИЕ (ENABLE — E на рисунке), все выходы устройства принудительно устанавливаются в состояние НИЗКОГО уровня. Позднее мы рассмотрим эту важную идею более подробно, а сейчас приведем лишь таблицу истинности, в которой X означает, что состояние данного входа не имеет значения, В — ВЫСОКИЙ уровень, Н — НИЗКИЙ уровень.

Входы				Выходы
E'	SEL	A_n	B_n	Q_n
B	X	X	X	H
H	H	H	X	H
H	H	B	X	B
H	B	X	H	H
H	B	X	B	B

Схема на рис. 8.29 и ее таблица истинности соответствуют ИМС выборки типа 74157 семейства ТТЛ. Имеется ее модификация с инвертирующими выходами (74158). В семействе КМОП ей соответствует схема 4019, требующая в отличие от ТТЛ наличия двух сигналов ВЫБОР и ВЫБОР' (фактически она является счетверенным вентилем И-ИЛИ). Корпус КМОП 74C157 функционально аналогичен ТТЛ 74157. Эта эквивалентность характерна для всей серии 74Cxx.

Упражнение 8.15. Покажите, как построить 2-входовую схему выборки с помощью вентиля И-ИЛИ-НЕ.

Хотя в некоторых случаях функцию выборки можно реализовать с помощью механического переключателя, по ряду причин предпоч-

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

тительнее использовать вентили. Вентильная схема имеет следующие преимущества: а) она дешевле; б) коммутация всех каналов производится быстро и одновременно; в) с помощью логических сигналов, сформированных в устройстве, переключения можно производить практически мгновенно; г) даже в том случае, когда управление выборкой осуществляется от переключателя, расположенного на передней панели устройства, для того чтобы избежать воздействия помехи и снижения уровней за счет влияния емкостей, логические сигналы лучше не пропускать через кабели и переключатели. Так как избираемый вентиль отпирается уровнем постоянного напряжения, логические сигналы управления могут быть взяты с той же платы, на которой он расположен, а это позволяет сократить внешние связи (достаточно одной линии с нагрузкой, коммутируемой на землю с помощью однополюсного тумблера). Такой способ управления логической схемой с помощью внешних уровней постоянного напряжения носит название «холодной коммутации» и является более предпочтительным, нежели непосредственное управление сигналами от ключей, потенциометров и т. п. Помимо прочих преимуществ холодная коммутация позволяет вести управляющие линии, шунтированные конденсаторами, подавляя тем самым взаимные наводки, в то время как сигнальные линии в общем случае шунтировать конденсаторами нельзя. С некоторыми примерами холодной коммутации мы еще встретимся в дальнейшем.

Передающие вентили. Как уже отмечалось в разд. 6.12, с помощью элементов КМОП можно построить «передающий вентиль». Он представляет собой два параллельно включенных комплементарных ключа на полевых МОП-транзисторах, через которые входной (аналоговый) сигнал, лежащий в пределах от 0 до U_{CC}, может либо непосредственно подаваться на выход через низкое сопротивление (порядка нескольких сотен омов), либо обрываться (выходное сопротивление фактически равно бесконечности). Как вы, наверное, помните, такие устройства являются двунаправленными и для них не имеет значения, какой из выводов используется в качестве входа, а какой в качестве выхода. Передающие вентили прекрасно работают с цифровыми уровнями КМОП и широко применяются в КМОП-схемах. На рис. 8.30 показана структурная схема счетверенного двухстороннего КМОП-ключа типа 4066, получившего широкое распространение. Каждый ключ имеет индивидуальный управляющий вход, ВЫСОКИЙ уровень на котором замыкает ключ, а НИЗКИЙ — размыкает.

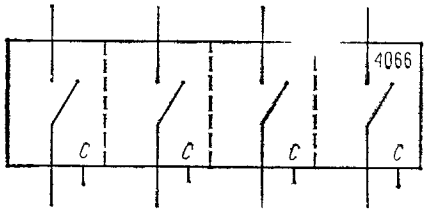


Рис. 8.30.

С помощью передающих вентилей можно построить схемы выборки на 2 и более входов для цифровых уровней КМОП и аналоговых сигналов. Группу передающих вентилей можно использовать для того, чтобы производить выбор одного из нескольких входов (вырабатывая управляющие сигналы с помощью дешифратора, как будет показано ниже). Эта логическая функция настолько широко используется, что получила официальное название «мультиплексора», который и будет рассмотрен следующим пунктом.

Упражнение 8.16. Покажите, как построить схему выборки на два входа с помощью передающих вентилей. Здесь нужно использовать инвертор.

Мультиплексоры. Вентиль выборки на два входа известен также под названием 2-входового мультиплексора. Промышленность выпускает также мультиплексоры на 4, 8 и 16 входов (устройства на 4 входа выпускаются сдвоенными, т. е. по 2 в одном корпусе). Двоичный адрес служит для выбора входа, сигнал с которого должен поступить на выход. Например, мультиплексор, имеющий 8 информационных входов, использует для адресации к ним 3-разрядный адресный вход, как показано на рис. 8.31, где представлен цифровой мультиплексор типа 74151. Он имеет стробирующий (или разрешающий) вход E, работающий в отрицательной логике, а также прямой и инверсный выходы. Когда устройство закрыто (на входе E действует ВЫСОКИЙ уровень), выход Q будет иметь НИЗКИЙ уровень, а Q' — ВЫСОКИЙ независимо от состояния адресных и информационных входов.

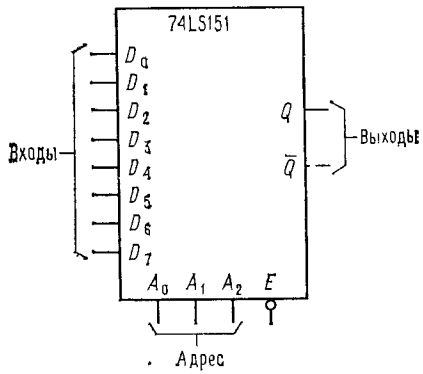


Рис. 8.31.

В семействе КМОП имеются два типа мультиплексоров, первый из которых применяется только для работы с цифровыми сигналами. Он имеет входной порог и регенерирует на выходе «чистые» уровни, которые соответствуют входному состоянию. Таким же образом работают все логические элементы семейства ТТЛ. Примером подобной ИМС является также сдвоенный 4-входовый мультиплексор КМОП 4539, который представляет собой полный аналог ТТЛ-мультиплексора 74153. К другому типу относятся аналоговые двунаправленные КМОП-мультиплексоры, которые фактически представляют собой ряд передающих вентилей. К подобным устройствам относятся КМОП-мультиплексоры 4051—4053. Поскольку передающие вентили являются двунаправленными, эти мультиплексоры могут использоваться в качестве «демультиплексоров» или дешифраторов, которые и будут рассмотрены в следующем разделе.

Упражнение 8.17. Покажите, как с помощью вентилей построить мультиплексор на 4 входа.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

При разработке логических устройств может потребоваться производить выбор из большего числа входов, чем имеется в мультиплексоре. Этот вопрос относится к общей задаче расширения (или наращивания) ИМС, которое заключается в использовании нескольких

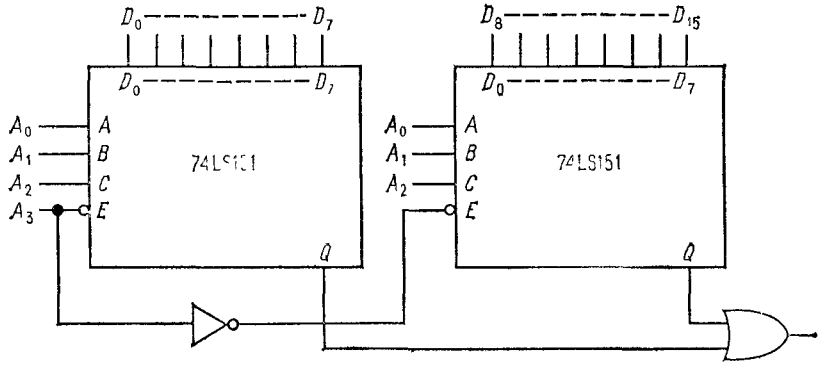


Рис. 8.32. Наращивание мультиплексора.

ИМС с небольшими индивидуальными возможностями для получения схемы с большими возможностями, и применяется к дешифраторам, памяти, регистрам сдвига, арифметически-логическим и другим устройствам. Как видно из рис. 8.32, в данном случае наращивание выполняется очень просто. Здесь показано, как с помощью двух мультиплексоров на 8 входов типа 74LS151 строится мультиплексор на 16 входов. В схеме имеется дополнительный адресный разряд, с помощью которого отключается одна или другая ИМС. На выходе Q отключенной схемы поддерживается НИЗКИЙ уровень, что позволяет производить наращивание с помощью вентиля ИЛИ. Если выходы имеют три состояния, то наращивание производится еще проще: для этого достаточно непосредственно объединить выходы.

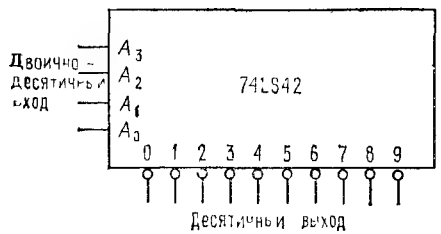


Рис. 8.33.

Демультиплексоры и дешифраторы. Демультиплексор принимает входной сигнал и направляет его на один из нескольких выходов в соответствии с двоичным кодом, действующим на адресных входах. Остальные выходы в этом случае находятся либо в неактивном состоянии, либо в состоянии разомкнутой цепи. Аналогично работает и дешифратор, единственное отличие которого состоит в том, что на входы подается только адрес, возбуждающий один из n возможных выходов. На рис. 8.33 показан дешифратор типа 7442, выполняющий преобразование двоичного кода в десятичный. Выход, который соответствует действующему на входе двоично-десятичному коду, имеет

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

НИЗКИЙ уровень, а остальные — ВЫСОКИЙ. Эта схема, в частности, может применяться для управления цифровым индикатором или для определения состояний счетчика.

В семействе КМОП в качестве демультиплексоров могут работать мультиплексоры, использующие передающие вентили, так как последние являются двунаправленными. В этом случае необходимо помнить о том, что невозбужденные выходы ведут себя как разомкнутая цепь. Для того чтобы на этих выходах действовали нужные логические уровни, следует использовать нагрузочный резистор или его эквивалент (те же требования, что и для вентилей ТТЛ с открытым коллектором).

Существует другой тип дешифраторов, который обычно входит в состав всех логических семейств. Примером такого дешифратора является «преобразователь двоично-десятичного кода в семисегментный с формирователями для управления цифровым индикатором 7447». Эта схема в соответствии с двоично-десятичным кодом, действующим на входе, формирует сигналы на всех выходных линиях, связанных с входами семисегментного цифрового индикатора, воспроизводящего десятичный символ. Устройство такого типа фактически является кодопреобразователем, но в обычной практике носит название дешифратора.

Упражнение 8.18. Используя вентили, постройте преобразователь двоично-десятичного кода в десятичный.

Приоритетный шифратор. Приоритетный шифратор формирует на выходе двоичный код, соответствующий возбужденному входу с наибольшим номером. Наиболее часто эта схема используется в аналого-цифровых преобразователях (АЦП) (см. следующую главу) и в микропроцессорных системах. Примерами стандартных ИМС такого типа являются 8-входовые (3 выходных разряда) приоритетные шифраторы КМОП 4532 и ТТЛ 74148.

Упражнение 8.19. Постройте простейший шифратор, 2-разрядный адрес на выходе которого будет указывать, какой из четырех входов имеет ВЫСОКИЙ уровень (все остальные входы должны иметь НИЗКИЙ уровень).

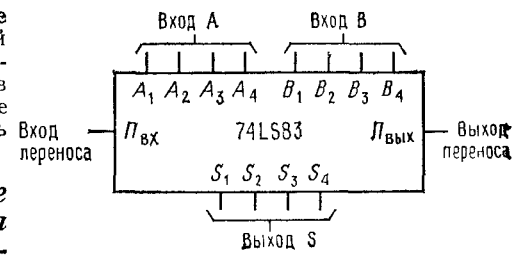


Рис. 8.34.

Сумматоры и другие ИМС для выполнения арифметических функций. На рис. 8.34 показан 4-разрядный полный сумматор. Он прибавляет 4-разрядное двоичное число A_i к 4-разрядному числу B_i и вырабатывает на выходе 4-разрядную сумму S_i плюс разряд переноса $П_{вых}$. Для суммирования больших величин сумматоры можно наращивать. Для этой цели предусмотрен вход переноса $П_{вх}$, на кото-

рый поступает выходной сигнал переноса от предыдущего (младшего) сумматора. На рис. 8.35 показано, как строится схема для суммирования двух 8-разрядных двоичных чисел.

В качестве сумматора часто используются арифметически-логические устройства (АЛУ). Эти устройства фактически предназначены для выполнения целого ряда различных функций. В частности,

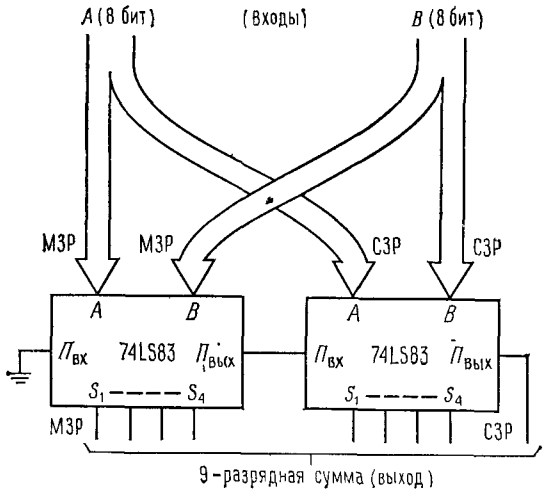


Рис. 8.35.

4-разрядное АЛУ типа 74181 (с возможностью наращивания для обработки слов большей длины) может выполнять сложение, вычитание, сдвиг двоичных разрядов, сравнение величин и некоторые другие функции. Время выполнения арифметических операций в сумматорах и АЛУ лежит в пределах от нескольких десятков наносекунд (для ТТЛ) до нескольких сотен наносекунд (для КМОП).

В настоящее время выпускаются ИМС умножителей, имеющие две конфигурации: 8 бит × 8 бит и 16 бит × 16 бит. Пока они еще достаточно дороги, но имеют очень хорошие характеристики. Типичное значение для времени выполнения умножения 16×16 составляет величину порядка 100 нс.

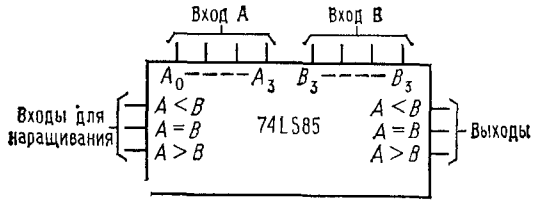


Рис. 8.36 (Должно быть $B_0 \ldots B_3$ — Прим. ред.)

Компараторы. На рис. 8.36 показан 4-разрядный компаратор чисел. Он определяет относительные значения чисел A и B и вырабатывает на выходе сигналы, соответствующие соотношениям $A < B$, $A = B$ и $A > B$. Входы допускают наращивание для обработки чисел длиной более 4 бит.

Упражнение 8.20. Используя вентили «Исключающее ИЛИ», постройте компаратор для 4-разрядных величин A и B, который будет определять, справедливо ли соотношение $A = B$.

Схема формирования и контроля паритета. Это устройство предназначено для выработки паритетного бита, который добавляется к информационному «слову» при передаче (или записи) данных, а также для проверки правильности паритета при восстановлении этих данных. Паритет может быть четным или нечетным (при нечетном паритете для каждого символа общее число битов (разрядов), содержащих 1, нечетно). Например, формирователь паритета типа 74180 принимает 8-разрядное входное слово и в соответствии с состоянием управляющего входа вырабатывает на выходе четный или нечетный бит. Конструктивно схема представляет собой набор вентилей «Исключающее ИЛИ».

Упражнение 8.21. Подумайте, как сделать формирователь паритета с помощью вентилей «Исключающее ИЛИ».

Некоторые другие функциональные ИМС. Существует также большое число других не упоминавшихся ранее комбинационных БИС, которые представляют несомненный интерес. Например, в семействе КМОП есть «мажоритарный узел», который сигнализирует о том, что возбуждена большая часть его входов. Имеется также двоично-десятичное устройство «дополнения до 9», назначение которого не требует пояснений. Фирма Signetics выпускает кристалл ТТЛ под номером 8243, который представляет собой «табулятор битовых позиций». Это устройство производит сдвиг 8-разрядного входного кода на заданное число битов и может наращиваться до любой длины. В дальнейшем выбор нестандартных функциональных ИМС будет становиться еще шире, поскольку постоянно возникают задачи, которые требуют своего решения.

8.15. Реализация произвольных логических функций, заданных с помощью таблиц истинности

При достаточно сложной таблице истинности соответствующая ей вентильная схема может оказаться слишком громоздкой. Здесь естественно возникает вопрос, нельзя ли найти какой-то другой путь. Таких путей существует несколько. В данном разделе мы рассмотрим применение мультиплексоров и демультиплексоров для реализации произвольных таблиц истинности, а затем вкратце расскажем о ПЗУ и программируемых логических матрицах (ПЛМ), последних из класса комбинационных функциональных ИМС.

Мультиплексоры в качестве реализаций обобщенных таблиц истинности. Нетрудно понять, что мультиплексор на n входов может быть использован для генерации любой таблицы истинности

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

на n входов без применения каких-либо внешних компонентов, если на соответствующие входы подать ВЫСОКИЕ или НИЗКИЕ уровни. На рис. 8.37 показана схема, которая определяет, является ли «важным» код, действующий на ее 3-разрядном входе.

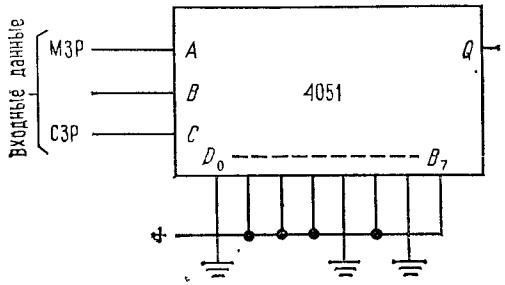


Рис. 8.37. (Должно быть $Д_0 \ldots Д_7$. — Прим. ред.)

Не столь очевидным является тот факт, что мультиплексор на n входов с помощью лишь одного внешнего инвертора может быть использован для генерации таблицы истинности, имеющей $2n$ входов. Дело заключается в следующем. Сначала составляется таблица истинности для всех перестановок по $n-1$ бит. Для каждой такой перестановки выходной сигнал можно определить по состоянию n-го бита одним из четырех возможных способов:

$$Q(D_1, D_2, \ldots, D_{n-1}; \quad D_n) = 0,$$
$$Q(D_1, D_2, \ldots, D_{n-1}; \quad D_n) = 1,$$
$$Q(D_1, D_2, \ldots, D_{n-1}; \quad D_n) = D_n,$$
$$Q(D_1, D_2, \ldots, D_{n-1}; \quad D_n) = D_n'.$$

Затем функция D_n подается на вход, адресуемый с помощью сигналов $D_1, D_2, \ldots, D_{n-1}$. Для иллюстрации построим схему, которая позволяет узнать, содержит ли заданный месяц года 31 день. Каждый месяц определяется 4-разрядным двоичным кодом. Сначала составим таблицу истинности (табл. 8.4), после чего останется лишь прочитать значения сигналов для соответствующих входов мультиплексора и посмотреть, как Q зависит от четвертого входного бита A_0. На рис. 8.38 показана схемная реализация такого устройства, в которой использован КМОП-мультиплексор на 8 входов типа 4051. В общем случае на индивидуальные входы может быть подан ВЫСОКИЙ уровень, НИЗКИЙ уровень, D или D'.

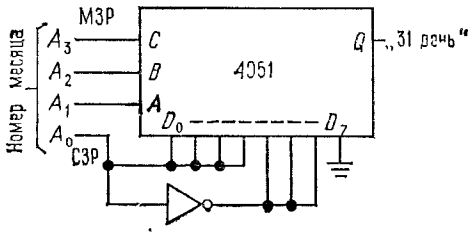


Рис. 8.38.

Упражнение 8.22. Убедитесь, что эта схема действительно сообщает о том, имеет ли заданный месяц 31 день.

Забавное примечание: оказывается, эту таблицу истинности можно реализовать при помощи одного вентиля «Исключающее ИЛИ», если использовать для несуществующих месяцев знак X (любое значение).

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Таблица 8.4

Логическое вычисление количества дней в месяце

Месяц	Номер месяца	Адрес мультиплексора $A_3\ A_2\ A_1$	Выбранный вход	Адрес СЗР A_0	31 день?	Q в функции D
—	0	0 0 0	D_0	0	0	D
Январь	1	0 0 0	D_0	1	1	
Февраль	2	0 0 1	D_1	0	0	D
Март	3	0 0 1	D_1	1	1	
Апрель	4	0 1 0	D_2	0	0	D
Май	5	0 1 0	D_2	1	1	
Июнь	6	0 1 1	D_3	0	0	D
Июль	7	0 1 1	D_3	1	1	
Август	8	1 0 0	D_4	0	1	D'
Сентябрь	9	1 9 9	D_4	1	0	
Октябрь	10	1 0 1	D_5	0	1	D'
Ноябрь	11	1 0 1	D_5	1	0	
Декабрь	12	1 1 0	D_6	0	1	D'
—	13	1 1 0	D_6	1	0	
—	14	1 1 1	D_7	0	0	
—	15	1 1 1	D_7	1	0	

Попробуйте сделать это самостоятельно. Такая работа даст вам возможность приобрести опыт в составлении карт Карно.

Дешифраторы как обобщенные таблицы истинности. Использование дешифраторов также позволяет упростить комбинационную логику, особенно в тех случаях, когда нужно получить несколько одновременно действующих выходных сигналов. В качестве примера попробуем составить схему преобразования двоично-десятичного кода в код с избытком 3. Таблица истинности для такого преобразования имеет вид:

Десятичный	Двоично-десятичный	С избытком 3
0	0000	0011
1	0001	0100
2	0010	0101
3	0011	0110
4	0100	0111
5	0101	1000
6	0110	1001
7	0111	1010
8	1000	1011
9	1001	1100

Здесь 4-разрядный двоично-десятичный вход используется для задания адресов дешифратору, а выходы дешифратора (в отрицательной логике) служат в качестве входов для нескольких вентилей ИЛИ, формирующих выходные биты (рис. 8.39). Заметим, что в данной схеме выходные биты не являются взаимно исключающими. Аналогичная схема может

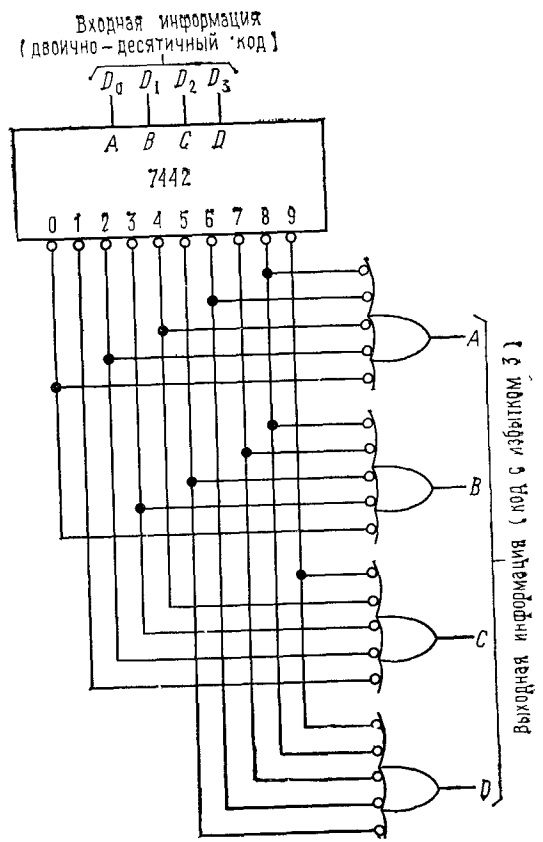


Рис. 8.39. Кодовое преобразование на уровне мини-термов: преобразователь двоично-десятичного кода в код с избытком 3.

быть использована в качестве устройства для задания рабочих циклов в стиральной машине: при каждом состоянии входа выполняются различные функции (подача воды, заполнение, вращение барабана и т. д.). Вскоре вы увидите, каким образом вырабатывается последовательность двоичных кодов, следующих через равные интервалы времени. Индивидуальные выходы дешифратора носят название «мини-термы» и соответствуют позициям на карте Карно.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Постоянное запоминающее устройство (ПЗУ) фактически представляет собой устройство с памятью и подробно будет рассматриваться позднее, вместе с триггерами, регистрами и т. п. Характерная особенность ПЗУ состоит в том, что оно постоянно запрограммировано на определенную комбинацию бит и сохраняет эту информацию даже при отключении питания. Например, ПЗУ 32×8 для каждого из 32 входных состояний, определяемых 5-разрядным адресом, вырабатывает 8 выходных бит. Таким образом, при помощи ПЗУ можно запрограммировать любую комбинационную таблицу истинности. Умножитель 2×2 из упражнения 8.14 может, например, быть реализован с помощью одного программируемого ПЗУ типа 74188 при использовании 4 из 5 входных «адресных» линий и 4 из 8 выходных «информационных» линий. Промышленностью выпускаются ПЗУ различных конфигураций, начиная от небольших устройств с объемом 1024×4 (4 выходных бита для каждого 10-разрядного адреса) и кончая большими ЗУ объемом 8 К×8. Более подробно ПЗУ будут описаны в гл. 11.

В соответствии со способом программирования ПЗУ подразделяются на несколько типов. В масочно-программируемых ПЗУ комбинация их битов задается при изготовлении. Перепрограммируемые ПЗУ (ППЗУ) программируются пользователем. После этого записанная в них комбинация бит сохраняется постоянной. Программируемые ПЗУ со стиранием позволяют стирать, когда это требуется, записанную в них информацию (стирание осуществляется с помощью интенсивного ультрафиолетового излучения, которое подается через прозрачное кварцевое окошко, расположенное в корпусе ПЗУ). Электрически программируемые ПЗУ (ЭППЗУ) стираются электрическим путем, будучи установленными в схему.

ПЗУ находят широкое применение в ЭВМ и микропроцессорах, где они используются для хранения законченных программ. Однако следует помнить и о том, что ПЗУ меньших объемов позволяют заменить собой громоздкие наборы вентилей.

Другое устройство, о котором следует также знать тем, кто собирается строить сложные узлы с комбинационной логикой, представляет собой программируемую логическую матрицу (ПЛМ). Эти микросхемы содержат большое число вентилей, которые можно соединять между собой таким образом, чтобы они выполняли требуемые логические функции. ПЛМ могут быть масочно-программируемые и программируемые током. Программирование первых производится при изготовлении в соответствии с требованиями пользователя. Вторые программируются пользователем путем выжигания внутренних связей, существующих между вентилями исходной матрицы. Примером ПЛМ, программируемой током, является устройство 82S100, которое может формировать 8 выходных сигналов, определяемых логической комбинацией 16 входов. Ту же самую функцию выполняет масочно-программируемый вариант ПЛМ 82S200.

ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНАЯ ЛОГИКА

8.16. Устройства с памятью: триггеры

Вся рассмотренная выше цифровая логика строилась на комбинационных схемах, наборах вентилей, в которых выход полностью определяется текущим состоянием входов. В этих схемах отсутствует «память», отсутствует предыстория. Цифровая логика станет намного более интересной, если эти устройства снабдить памятью. Тогда с их помощью можно будет строить счетчики, арифметические регистры и различные «умные» схемы, которые, выполнив одну интересную функцию, начинают делать другую. Основным узлом таких схем является триггер, представленный в простейшей форме на рис. 8.40.

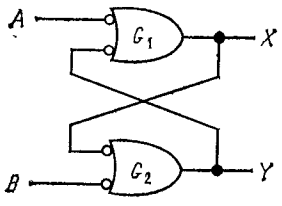


Рис. 8.40.

Предположим, что оба входа A и B имеют ВЫСОКИЙ уровень. В каком состоянии будут выходы X и Y? Если X имеет ВЫСОКИЙ уровень, то последний будет присутствовать на обоих входах G_2, устанавливая Y в состояние НИЗКОГО уровня. Это согласуется с состоянием выхода X (ВЫСОКИЙ уровень), следовательно, все правильно. Не так ли?

$$X = B, \quad Y = H.$$

Неверно! Схема симметрична, следовательно, правомерно будет и состояние, при котором

$$X = H, \quad Y = B.$$

Состояние, когда оба выхода X и Y имеют ВЫСОКИЙ (или НИЗКИЙ) уровень, невозможно (вспомним, что $A = B = B$). Таким образом, триггер имеет два устойчивых состояния (иногда его называют бистабильной схемой). В котором из этих двух состояний он окажется, зависит от его предыстории, т. е. он имеет память. Для того чтобы в эту память что-то записать, достаточно на один из входов триггера кратковременно подать НИЗКИЙ уровень. Например, после кратковременной подачи НИЗКОГО уровня на вход A триггер гарантированно установится в состояние

$$X = B, \quad Y = H$$

независимо от того, какое состояние он имел прежде.

Подавление дребезга контактов. Рассмотренный нами тип триггера со входами S (установки в «1») и R (установки в «0» или сброса) оказывается весьма полезным для многих применений. Типичный пример его использования показан на рис. 8.41. По замыслу эта схема должна открывать вентиль и пропускать входные импульсы, если ключ разомкнут. Ключ подключен к земле, а не к шине +5 В, поскольку в состоянии НИЗКОГО уровня требуется отвод тока от входа ТТЛ, в

то время как в состоянии ВЫСОКОГО уровня нужно лишь преодолеть ток утечки (для стандартных ТТЛ 40 мкА, макс.). Кроме того, обычно в устройствах имеется шина земли, удобная для подключения к ней ключей и других органов управления. При использовании такой схемы возникает проблема, связанная с дребезгом контакта ключа. В течение интервала порядка 1 мс после замыкания ключа его контакты входят в соприкосновение друг с другом обычно от 10 до 100 раз. В результате форма сигнала имеет вид, показанный на рис. 8.41. Если к выходу такой схемы подключить счетчик или регистр сдвига, то они наверняка отреагируют на каждый дополнительный импульс, вызванный этим дребезгом контактов. На рис. 8.42 показано, как решается эта проблема. При первом же соприкосновении контактов триггер изменит свое состояние и в дальнейшем уже не будет реагировать на последующий дребезг, поскольку двухпозиционный однополюсный ключ не может совершать колебаний до противоположной позиции. В результате дребезг выходного сигнала будет отсутствовать, как и показано на диаграмме. Такая схема находит широкое применение и выпускается в виде стандартной ИМС National M8544 («счетверенный подавитель дребезга», имеющий внутренние резисторы и выходные каскады с тремя состояниями). К сожалению, такая схема имеет небольшой недостаток. Дело в том, что первый импульс, возникающий на выходе вентиля после того, как он откроется, может оказаться укороченным: это определяется моментом замыкания ключа по отношению к входной серии импульсов. То же самое относится и к конечному импульсу последовательности (разумеется, все это свойственно также и ключам без подавления дребезга). В тех случаях, когда этот нежелательный эффект может иметь значение, применяется схема синхронизатора, которая позволяет его устранить.

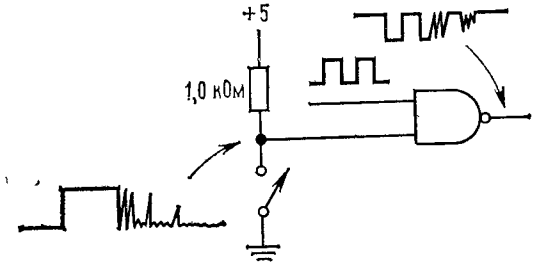


Рис. 8.41.

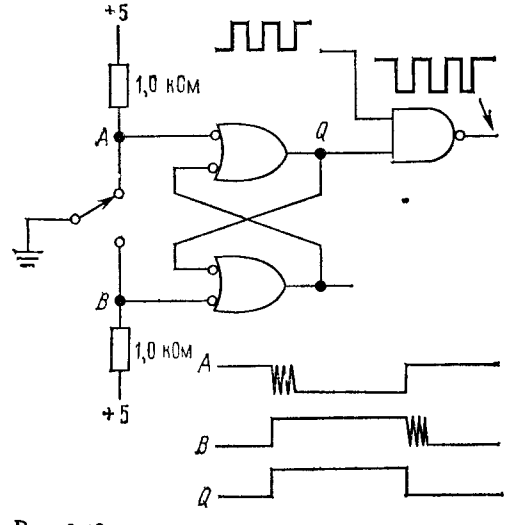


Рис. 8.42.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Многовходовые триггеры. На рис. 8.43 показана еще одна простая схема триггера. В ней использованы вентили ИЛИ-НЕ: ВЫСОКИЙ уровень на входе устанавливает соответствующий выход триггера в состояние НИЗКОГО уровня. Наличие нескольких входов дает возможность устанавливать триггер в «1» и «0» различными сигналами. В схеме, показанной на рисунке, резисторы для подпитки входов не используются, поскольку входные сигналы поступают от логических элементов устройства (имеющих стандартные выходы с активной нагрузкой).

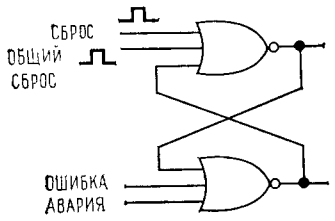


Рис. 8.43.

8.17. Тактируемые триггеры

Триггеры, построенные на двух вентилях, как показано на рис. 8.43, обычно называют *RS* (от английских слов set — «установка» и reset — «сброс») или асинхронными триггерами. Путем подачи соответствующего входного сигнала они могут быть установлены в то или иное состояние. *RS*-триггеры удобно использовать в схемах защиты от дребезга контактов, а также во многих других случаях, однако более широкое применение получили триггеры, схема которых несколько отличается от рассмотренной. Вместо пары асинхронных входов они имеют один или два информационных входа и один тактирующий. В момент подачи тактирующего импульса выходное состояние триггера может либо измениться, либо остаться прежним, в зависимости от того, какие сигналы действуют по информационным входам.

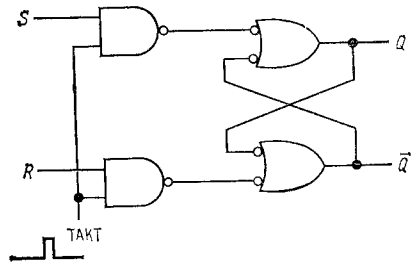


Рис. 8.44.

Простейшая схема тактируемого триггера приведена на рис. 8.44. От рассмотренной выше она отличается наличием двух вентилей (управляемых тактовыми сигналами), которые отпирают входы установки в «0» и «1». Легко проверить, что таблица истинности для этого триггера будет иметь вид

S	R	Q_{n+1}
0	0	Q_n
0	1	0
1	0	1
1	1	Неопределенное состояние

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

где Q_{n+1} — состояние выхода Q после подачи $(n+1)$-го тактового импульса, а Q_n — до его поступления. Главное отличие этой схемы от предыдущей состоит в том, что входы S и R здесь должны рассматриваться как информационные и сигналы, присутствующие на этих входах в момент поступления тактового импульса, определяют, что произойдет с выходом Q.

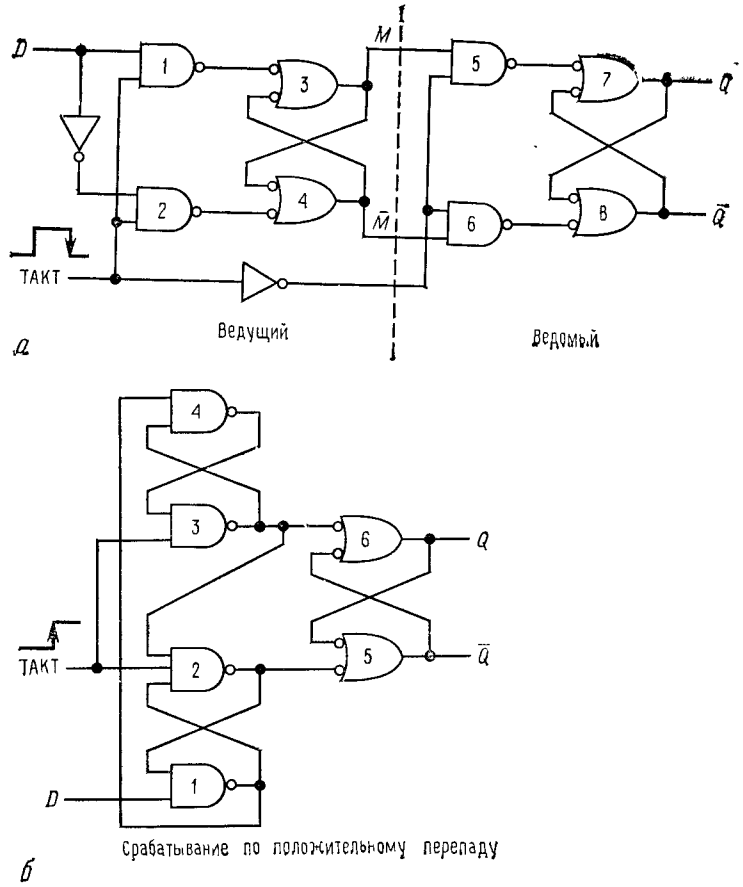


Рис. 8.45. *D*-триггеры, работающие по фронту.

Этот триггер имеет один недостаток. Дело в том, что изменение выходного состояния в соответствии со входными сигналами может происходить в течение всего интервала времени, на котором тактовый импульс имеет ВЫСОКИЙ уровень. В этом смысле он еще подобен асинхронному *RS*-триггеру. (Схема эта известна также под названием «прозрачный фиксатор», поскольку выход «насквозь просматривает» вход в течение интервала действия тактового сигнала.) Всесторонние

возможности триггерных схем раскроются после введения новых, несколько отличных от рассмотренных конфигураций, которые представляют собой триггер типа «ведущий-ведомый» (двухступенчатый) и триггер, работающий по фронту.

Триггеры типа „ведущий-ведомый" и триггеры, работающие по фронту. Эти типы триггеров являются наиболее распространенными. Информация, поступившая на входные линии этого триггера к моменту возникновения перепада или «фронта» тактового сигнала, определяет, каким будет состояние выхода на последующем интервале времени. Такие триггеры выпускаются в виде недорогих ИМС и всегда используются в этом виде, однако, для того чтобы понять, как они работают, имеет смысл рассмотреть их внутреннюю структуру. На рис. 8.45 показаны принципиальные схемы так называемых D-триггеров. Информация, поступившая на D-вход, будет передана на выход Q после подачи тактового импульса. Рассмотрим принцип действия триггера типа ведущий-ведомый (рис. 8.45, *а*).

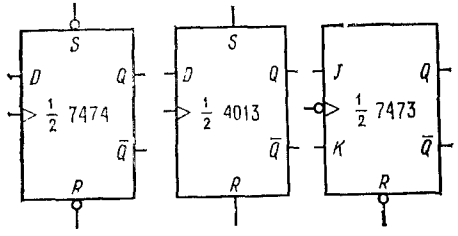


Рис. 8.46.

Когда тактовый сигнал имеет ВЫСОКИЙ уровень, разрешается работа вентилей 1 и 2, через которые ведущий триггер (вентили 3 и 4) устанавливается в состояние, соответствующее D-входу: $M=D$, $M'=D'$. Вентили 5 и 6 закрыты, поэтому ведомый триггер (вентили 7 и 8) сохраняет свое предыдущее состояние. Когда тактовый сигнал перейдет в состояние НИЗКОГО уровня, входы ведущего триггера отключатся от D-входа, а входы ведомого подключатся к выходу ведущего, в результате чего последний передаст свое состояние ведомому триггеру. После этого никакие изменения на выходе произойти не смогут, поскольку ведущий триггер заблокирован. С приходом следующего тактового сигнала ведомый триггер отключится от ведущего, а ведущий воспримет новое состояние входа.

С точки зрения внешних сигналов триггер, работающий по фронту, ведет себя точно так же, однако внутри он работает по-другому. Принцип его действия нетрудно разобрать самостоятельно. Показанная на рис. 8.45, *б* схема представляет собой распространенный D-триггер семейства ТТЛ, срабатывающий на положительном перепаде. В рассмотренном ранее триггере типа «ведущий-ведомый» данные на выход передаются по отрицательному перепаду тактового импульса. В номенклатуру стандартных ИМС, выпускаемых промышленностью, входят триггеры, срабатывающие как по одной, так и по другой полярности перепада. Кроме того, большинство триггеров имеет также асинхронные входы S и R. В зависимости от типа установка триггера в «1» и «0» по этим входам может производиться как ВЫСОКИМ, так и НИЗКИМ уровнем. На рис. 8.46 показано несколько наиболее распространенных триггерных ИМС. Стрелка означает динамический вход (срабатывание по фронту), а кружок — инверсию Таким образом, изображенная на рисунке схема ТТЛ 7474 представляет собой сдвоенный D-триггер, срабатывающий по положительному перепаду и имеющий асинхронные входы S и R, активные по НИЗКОМУ уровню. Схема 4013 представляет собой сдвоенный D-триггер семейства КМОП, срабатывающий по положительному перепаду и имеющий асинхронные входы S и R, активные по ВЫСОКОМУ уровню. Интегральная схема 7473 — это сдвоенный JK-триггер типа «ведущий-ведомый», который срабатывает по отрицательному перепаду и имеет вход сброса, активный по НИЗКОМУ уровню.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

JK-триггер. По принципу работы JK-триггер аналогичен D-триггеру, но имеет два информационных входа. Приведем таблицу истинности для JK-триггера:

J	K	Q_{n+1}
0	0	Q_n
0	1	0
1	0	1
1	1	Q'_n

Если на входах J и K действуют противоположные сигналы, то на очередном фронте тактового импульса выход Q воспроизведет значение J-входа. Если оба входа J и K имеют НИЗКИЙ уровень, то состояние выхода не изменится. И наконец, если на обоих входах действует ВЫСОКИЙ уровень, триггер будет совершать «скачки» (менять свое состояние на каждом тактовом импульсе), т. е. работать в счетном режиме.

Предупреждение. Некоторые старые типы JK-триггеров представляют собой «ловушку для единиц» — термин, который вы не найдете ни в одной документации, но означающий явление, которое может привести неосведомленного человека к весьма неприятным последствиям. Дело в том, что если на интервале, когда ведомый триггер открыт тактовым сигналом, вход J или K (или оба одновременно) на какой-то момент изменит свое состояние, а затем до окончания тактового сигнала вернется в исходное, то это кратковременное состояние будет запомнено триггером и в дальнейшем он будет вести себя так, как если бы это состояние сохранилось. В результате триггер может перебросится на следующем тактовом перепаде, даже если сигналы, действующие в момент этого перепада на входах J и K, подтверждают предыдущее состояние. Это может привести, мягко говоря, к своеобразному поведению. Проблема возникает вследствие того, что эти триггеры были

сконструированы в предположении, что тактовый импульс имеет очень короткую длительность, в то время как в действительности тактирование всегда производится сигналом конечной длительности. При использовании триггеров типа «ведущий-ведомый» следует соблюдать меры предосторожности либо вообще избегать их, применяя более надежные триггеры, работающие по фронту.

Делитель на 2. Используя способность триггеров работать в счетном режиме, легко построить схему делителя на 2, два способа

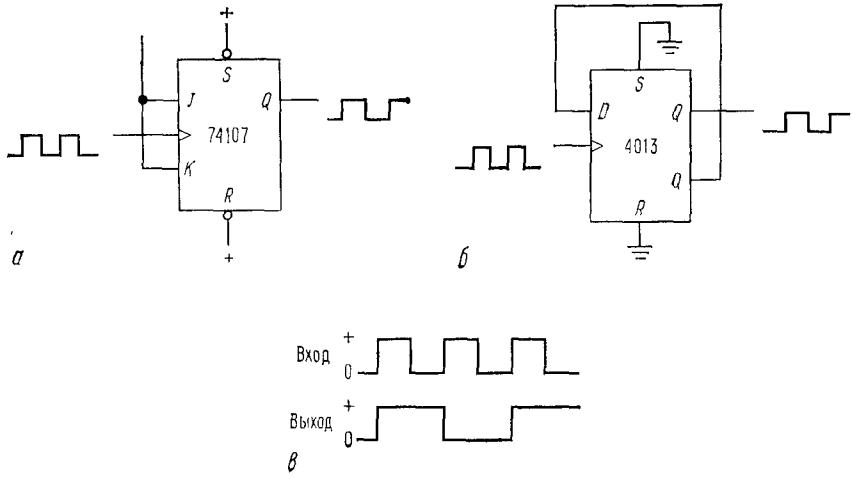


Рис. 8.47.

построения которого показаны на рис. 8.47. Когда оба входа имеют ВЫСОКИЙ уровень, JK-триггер совершает «скачки» и вырабатывает выходной сигнал, показанный на рисунке. Вторая схема также будет совершать перебросы, поскольку ее D-вход подключен к собственному выходу Q' и в момент поступления тактового импульса на D-входе всегда действует инверсия по отношению к текущему состоянию триггера. В любом случае частота сигнала на выходе будет равна половине входной частоты.

Синхронизация информации и тактов. В связи с последней схемой возникает интересный вопрос: не получится ли так, что триггер не сможет переброситься, поскольку состояние D-входа изменяется почти сразу же вслед за тактовым импульсом? Иными словами, не начнет ли схема сбиваться, если на ее входе происходят такие странные явления? Этот вопрос можно сформулировать и следующим образом: в какой точно момент по отношению к тактовому импульсу D-триггер (или какой-либо другой) анализирует состояние своего входа? Ответ состоит в том, что для любого тактируемого устройства существует

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

определенное «время установления» $t_{уст}$ и «время удержания» $t_{уд}$. Для того чтобы схема работала правильно, информация должна поступать на вход не позднее чем за время $t_{уст}$ до возникновения тактового перепада и оставаться неизменной по крайней мере в течение $t_{уд}$ после него. Например, для триггера 7474 $t_{уст}$=20 нс, а $t_{уд}$=5 нс (рис. 8.48). В рассмотренной схеме счетного триггера требование к времени установления будет удовлетворено в том случае, если состояние выхода сохраняется неизменным в течение, как минимум, 20 нс, предшествующих очередному тактовому перепаду. Может показаться, что при этом нарушается требование к времени удержания, однако это не так. Минимальное время распространения сигнала с тактового входа на выход составляет 10 нс, и D-триггер, включенный в счетном режиме, будет иметь неизменное состояние D-входа в течение по меньшей мере 10 нс. Большинство современных устройств вообще не предъявляют требований ко времени удержания. Если сигнал на D-входе меняется на интервале времени установления, то может возникнуть любопытный эффект, носящий название «метастабильное состояние», при котором триггер не способен определить, в какое состояние он должен перейти. Об этом явлении мы вскоре еще упомянем.

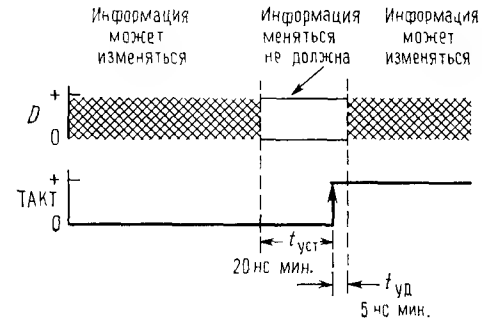


Рис. 8.48. Времена установления данных и удержания.

Деление на число, большее чем 2. С помощью каскадного соединения нескольких счетных триггеров (выход Q каждого предыдущего триггера подключен к тактовому входу последующего) легко получить «делитель на 2», или двоичный счетчик. На рис. 8.49 показана схема четырехразрядного асинхронного счетчика и даны его временные диаграммы. Заметим, что если выход Q каждого триггера непосредственно действует на тактовый вход следующего, срабатывание триггеров должно происходить по спаду (заднему фронту) сигнала на тактовом входе (показано кружком инверсии). Схема, показанная на рисунке, представляет собой счетчик-делитель на 16: на выходе последнего триггера формируются прямоугольные импульсы, следующие с частотой, равной $^1/_{16}$ частоты входного тактового сигнала. Схема называется счетчиком, поскольку информация, присутствующая на четырех выходах Q, может рассматриваться как 4-разрядное двоичное число, которое изменяется от 0 до 15, увеличиваясь на единицу с каждым входным импульсом. Этот факт отражает временная диаграмма на рис. 8.49, на которой СЗР означает «старший значащий разряд», МЗР — «младший значащий разряд», а изогнутые стрелки, служащие

для облегчения понимания, указывают, какими перепадами вызываются изменения сигналов.

Как вы увидите в разд. 8.25, этот счетчик выполняет настолько важную функцию, что выпускается в виде большого числа модификаций, выполненных в виде однокристальных ИМС, которые могут производить счет в 4-разрядном, двоично-десятичном и многоцифровом

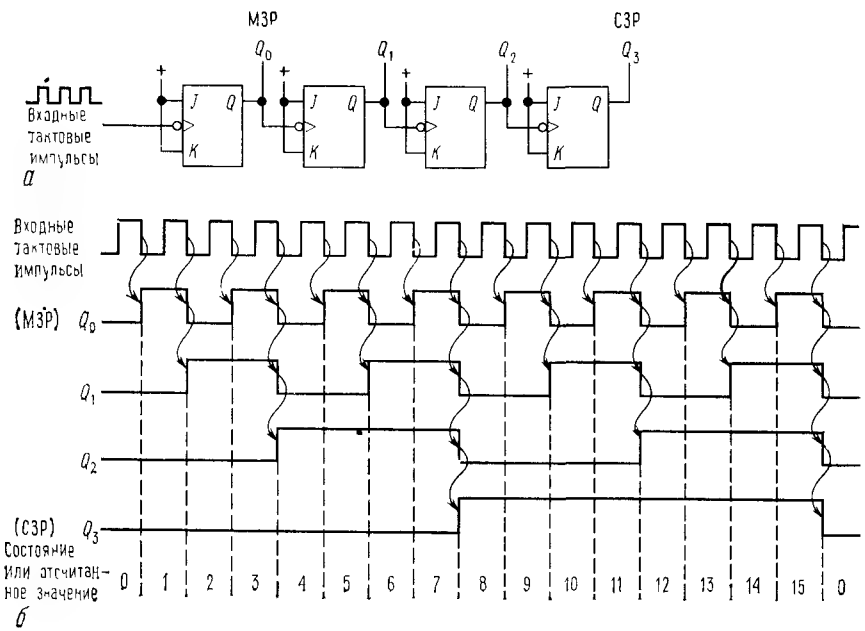


Рис. 8.49. 4-разрядный счетчик:
а — принципиальная схема; *б* — временная диаграмма

форматах. Соединяя эти счетчики каскадно и воспроизводя их содержимое с помощью цифрового индикатора (например, светодиодного), можно легко построить схему для подсчета каких-либо событий Если разрешать прохождение импульсов на вход счетчика в течение ровно 1 с, то получится счетчик частоты, который будет воспроизводить значение частоты путем подсчета числа периодов в секунду. В разд. 14.10 приводятся схемы этого простого, но очень полезного устройства. Промышленность выпускает ИМС счетчиков, в состав которых дополнительно входит генератор, а также схемы управления и вывода на индикацию. Пример такого устройства показан на рис. 8.65. Следует отметить, что эта простейшая схема каскадного счетчика, полученная путем соединения выхода Q каждого триггера с тактовым входом следующей ступени, имеет один недостаток, который связан с покаскадной задержкой распространения сигнала по цепочке триггеров. По этой причине лучше использовать схему, в которой один и тот

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

же тактовый сигнал подается одновременно на все входы. В следующем разделе мы и перейдем к рассмотрению этих синхронных тактируемых систем.

8.18. Последовательная логика — объединение памяти с вентилями

После того как мы изучили свойства триггеров, посмотрим, что можно получить, объединив их с рассмотренной ранее комбинационной (вентильной) логикой. Схемы, составленные из вентилей и триггеров, представляют собой наиболее общую форму цифровой логики.

Синхронные тактируемые системы. Мы уже упомянули в предыдущем разделе, что последовательные логические схемы, в которых для управления всеми триггерами используется общий источник тактовых импульсов, обладают рядом преимуществ. В таких синхронных системах все действия происходят сразу же после возникновения тактового импульса и определяются тем состоянием, которое имело место непосредственно перед его возникновением. Общая структура подобной системы показана на рис. 8.50.

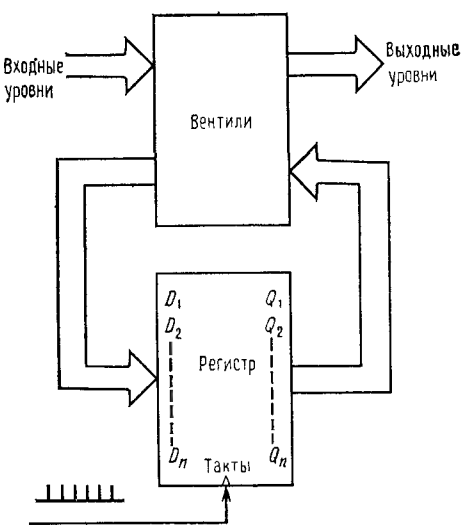


Рис. 8.50. Классическая последовательная схема: набор регистров памяти, объединенный с комбинационной логикой.

Все триггеры объединены в один общий регистр, представляющий собой не что иное, как набор D-триггеров, у которых соединены вместе тактовые входы, а индивидуальные D-входы и выходы Q выведены вовне. Каждый тактовый импульс вызывает передачу уровней, присутствующих на D-входах, на соответствующие выходы Q. Блок, состоящий из вентилей, анализирует состояние выходов регистра и внешних входов, вырабатывая новую комбинацию сигналов для D-входов регистра и выходные логические уровни. Эта простая с виду схема обладает очень большими возможностями. Рассмотрим пример.

Пример: деление на 3. Попробуем построить схему синхронного делителя на 3 с помощью двух D-триггеров, тактируемых входным сигналом. В этом случае D_1 и D_2 будут входами регистра, Q_1 и Q_2 — его выходами, а общая тактовая линия будет представлять собой главный тактовый вход (рис. 8.51).

1. Выберем три состояния:

Q_1	Q_2
0	0
0	1
1	0
0	0 (т. е. первое состояние)

2. Определим, что должно быть на выходах комбинационной схемы, для того чтобы получить последовательность этих состояний, т. е. что

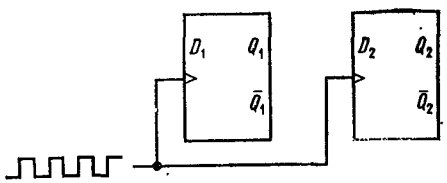


Рис. 8.51.

должно поступать на D-входы, для того чтобы получить требуемые состояния на выходах:

Q_1	Q_2	D_1	D_2
0	0	0	1
0	1	1	0
1	0	0	0

3. Построим вентильную схему, которая, используя имеющиеся выходы, позволяла бы получить требуемые состояния на входах. В общем

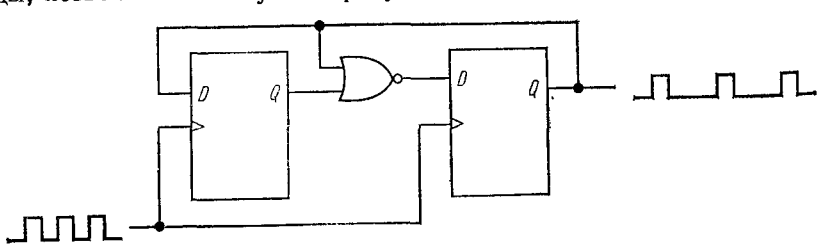


Рис. 8.52.

случае можно использовать карту Карно, однако для данного простого примера можно сразу увидеть, что $D_1=Q_2$, $D_2=(Q_1+Q_2)'$, чему и соответствует схема на рис. 8.52.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Легко проверить, что эта схема работает так, как и было задумано. Поскольку она является синхронной, или тактируемой, сигналы на обоих выходах изменяются одновременно (если же выход первого триггера непосредственно подключить к тактовому входу второго, то получится асинхронный счетчик). В общем случае предпочтительнее использовать синхронные (или тактируемые) системы, поскольку они имеют более высокую помехоустойчивость. Это обусловлено тем, что к моменту возникновения тактового импульса триггеры находятся в установившемся состоянии, а схемы, в которых входные сигналы анализируются только по фронтам тактовых импульсов, не подвержены воздействию помех, возникающих за счет емкостных связей от других триггеров или по каким-либо другим причинам. Еще одно преимущество состоит в том, что в тактируемых системах переходные состояния (вызванные задержками, в результате которых выходные сигналы изменяются не одновременно) не вызывают на выходах ложных сигналов, поскольку система не воспринимает никаких изменений, происходящих после возникновения импульса. В дальнейшем мы проиллюстрируем это на ряде примеров.

Запрещенные состояния. Что произойдет со схемой деления на 3, если ее триггеры каким-то образом окажутся в состоянии $(Q_1, Q_2)=(1, 1)$? Это может легко произойти при включении питания, поскольку начальное состояние триггеров предсказать невозможно. Из схемы видно, что первый тактовый импульс переведет ее в состояние (1, 0) и далее она будет функционировать как положено. В подобных случаях важно производить проверку запрещенных состояний, поскольку схема может случайно оказаться в одном из них. (С другой стороны, все возможные состояния системы можно определить на начальном этапе разработки.) Полезным диагностическим инструментом является диаграмма состояний, показанная для данного примера на рис. 8.53. Если в системе используются и другие переменные, то обычно для каждого перехода рядом со стрелкой записываются условия. Стрелки могут идти в обоих направлениях, а также из одного состояния к нескольким другим.

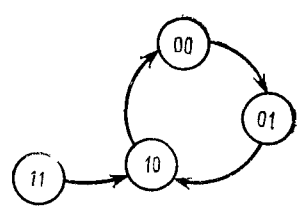


Рис. 8.53.

Упражнение 8.23. Постройте синхронную схему деления на 3 с помощью двух JK триггеров. Это может быть выполнено (16 различными способами) без использования вентилей или инверторов. Когда вы будете составлять таблицу требуемых значений для входов J_1, K_1 и J_2, не забудьте, что для каждой точки J, K существуют две возможности. Например, если выход триггера переходит из 0 в 1, то J, $K=1$, X (где X — любое значение). Наконец, проверьте, не будет ли схема застревать в запрещенном состоянии (это имеет место в четырех из 16 возможных решений этой задачи).

ДИАГРАММА СОСТОЯНИЙ КАК ИНСТРУМЕНТ ПРОЕКТИРОВАНИЯ

Диаграмма состояний может оказаться весьма полезной при разработке последовательной логики, особенно в тех случаях, когда переходы из одного состояния в другое могут происходить различным путем. При создании такой схемы нужно сначала выбрать совокупность единственных состояний системы и каждому из них присвоить свое собственное имя (т. е. двоичный адрес). Здесь потребуется не менее n триггеров, где n — наименьшее целое, для которого 2^n больше или равно числу различимых состояний системы. Далее устанавливаются

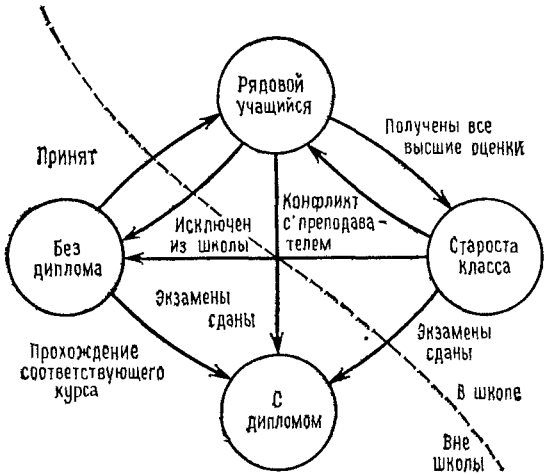


Рис. 8.54. Диаграмма состояний.

правила переходов из одного состояния в другое, т. е. все возможные условия для входа в каждое состояние и выхода из него. Таким образом, задача построения последовательной логики свелась к задаче построения комбинационной логики, которую всегда можно решить с помощью известных методов, как, например, карты Карно. Реальный пример показан на рис. 8.54. Заметим, что здесь могут иметь место состояния, перехода из которых к другим состояниям нет (например, «получение диплома»).

8.19. Синхронизатор

Интересным применением триггеров в последовательных схемах является использование их в качестве синхронизаторов. Предположим, что в синхронную тактированную систему с триггерами и т. п. поступает какой-то внешний управляющий сигнал и вы хотите использовать состояния этого сигнала для управления некоторым действием. Например, сигнал от измерительного прибора или экспериментальной установки может указывать, что данные готовы для передачи в ЭВМ.

Поскольку экспериментальная установка и ЭВМ работают совершенно независимо друг от друга, т. е. асинхронно, необходимо иметь метод, который позволил бы установить порядок в работе двух систем.

Пример: синхронизатор импульсов. В качестве примера еще раз рассмотрим схему, в которой триггер подавителя дребезга разрешает прохождение последовательности импульсов (разд. 8.16). Эта

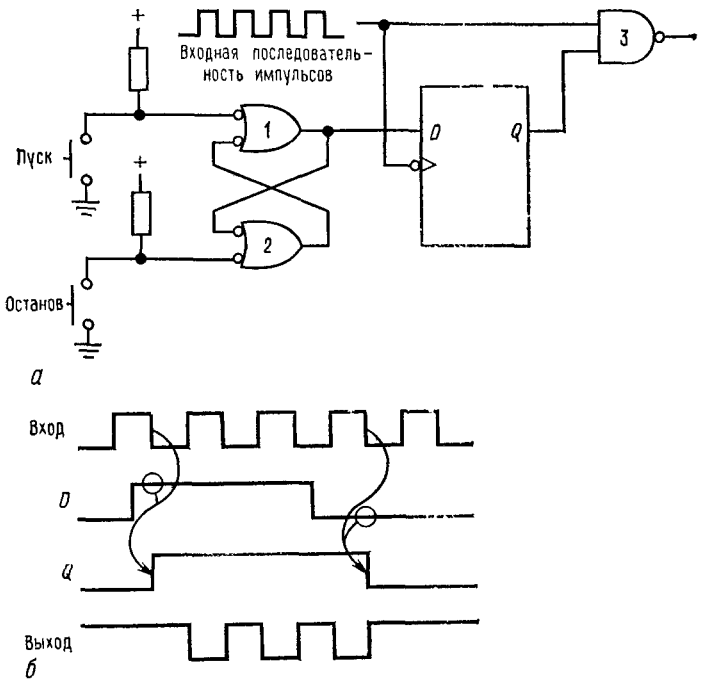


Рис. 8.55. Синхронизатор импульсной последовательности.

схема открывает вентиль всякий раз, когда ключ замкнут, независимо от фазы подаваемой на него импульсной последовательности, поэтому первый или последний импульс могут оказаться укороченными. Проблема состоит в том, что замыкание ключа происходит асинхронно с последовательностью импульсов. В некоторых случаях важно, чтобы все тактовые импульсы имели только полные периоды, и тогда нужно использовать схему синхронизации, подобную той, которая представлена на рис. 8.55. При нажатии кнопки ПУСК на выходе вентиля *1* возникает ВЫСОКИЙ уровень, однако до появления заднего фронта очередного импульса на выходе триггера Q сохранится НИЗКИЙ уровень. В результате на выход вентиля *3* И-НЕ будут проходить только полные импульсы. На рис. 8.55 показаны временные диаграммы.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Кривые со стрелками показывают, какие действия вызываются соответствующими перепадами. Из диаграммы видно, что изменения Q происходят сразу по заднему фронту входного сигнала.

Логические состязания и „иголки" [1]. Рассмотренный пример позволяет осветить тонкий, но предельно важный вопрос: что произойдет, если для переброса триггера использовать положительный перепад? Если вы тщательно проанализируете этот случай, то увидите, что с ПУСКОМ схемы все будет в полном порядке, но, если кнопку СТОП нажать в момент, когда на входе действует НИЗКИЙ уровень, произойдет весьма неприятная вещь (рис. 8.56). Поскольку последний (3) вентиль И-НЕ будет открыт до тех пор, пока на выходе триггера не установится НИЗКИЙ уровень (задержка для ТТЛ составляет приблизительно 20 нс, для КМОП — 100 нс и более), на выходе схемы возникнет короткий «всплеск» или «иголка». Это классический пример «логического состязания». Принимая определенные меры предосторожности, подобных ситуаций можно избежать, что и показывает рассмотренный пример. «Иголки» — это страшная вещь, если они заведутся в ваших схемах. Помимо всего прочего, их практически невозможно увидеть на осциллографе и вы можете просто не знать об их существовании. «Иголки» могут самым произвольным образом тактировать цепочки триггеров; они могут расширяться или сужаться до полного исчезновения, проходя через вентили и инверторы.

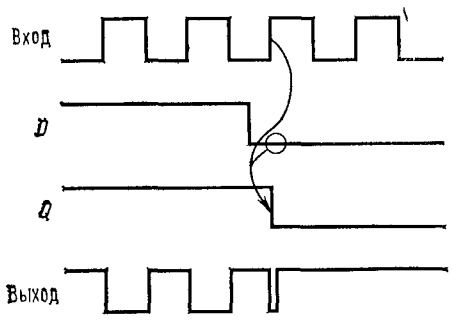


Рис. 8.56.

Упражнение 8.24. Покажите, что рассмотренная схема синхронизатора импульсов (рис. 8.55) не вырабатывает «иголок».

Несколько замечаний по поводу синхронизаторов. Сигнал на D-вход триггера может поступать не только от ключа с подавителем дребезга, но также и от других логических схем. В интерфейсных блоках [2] ЭВМ и других аналогичных схемах часто бывает нужно передавать асинхронный сигнал в тактируемое устройство. В этих случаях идеальным решением является использование тактируемых триггеров или синхронизаторов.

В рассмотренной схеме, так же как и во всех других логических схемах, необходимо соответствующим образом подключить неиспользованные входы. В данном случае входы S и R нужно подключить так, чтобы они не влияли на работу схемы (для 7474 соединить с ВЫСОКИМ уровнем, а для 4013 заземлить). Неиспользуемые входы, не влияющие на выход (например, входы незадействованных вентилей), можно оставлять неподключенными. Это не относится к элементам КМОП, у которых они должны заземляться во избежание появления тока в выходном каскаде (более подробно см. в гл. 9) [1]. Промышленностью выпускается сдвоенный синхронизатор 74120, однако широкого распространения он не получил.

[1] Glitch — иногда их называют «мерцаниями» (чаще в ЦАП), иногда вводят англицизм «глитч».— *Прим. ред.*

[2] Блоках связей.— *Прим. ред.*

Моностабильные мультивибраторы. Моностабильный мультивибратор, или одновибратор, представляет собой разновидность триггера (триггер иногда называют бистабильным мультивибратором), в котором выход одного из вентилей имеет емкостную связь со входом другого вентиля, в результате чего схема всегда возвращается в одно состояние. Если с помощью кратковременного входного импульса ее принудительно установить в другое состояние, то она вернется в исходное с задержкой, которая будет определяться величиной емкости и параметрами схемы (входным током и т. п.). Схема эта широко используется для формирования импульсов заданной длительности и полярности. Построение одновибраторов на вентилях и RC-элементах представляет собой довольно сложную задачу: здесь необходимо учитывать конкретное выполнение входных вентильных схем, так как напряжение на емкости в одновибраторе может превышать напряжение питания. Чтобы не развивать у читателя дурных привычек, мы не будем приводить примеры подобных схем и рассмотрим одновибратор, который выпускается в виде стандартного функционального блока. В реальных устройствах лучше всего использовать одновибраторы в интегральном исполнении, а создавать схемы собственной конструкции имеет смысл лишь в случае крайней необходимости, например если на плате имеется свободный вентиль и нет ни одного места для дополнительной микросхемы. Возможно, однако, что это не имеет смысла даже в таком случае.

8.20. Характеристики одновибраторов

Входы. Одновибраторы срабатывают по положительному или отрицательному перепаду, поданному на соответствующие входы. Единственное требование к сигналу запуска состоит в том, что он должен обладать некоторой минимальной длительностью — обычно от 25 до 100 нс. При этом он может быть как короче, так и длиннее выходного импульса. Обычно в схеме предусматривается несколько входов, что позволяет использовать для запуска схемы одновибратора несколько сигналов: одни по отрицательному перепаду, другие по положительному (напомним, что отрицательный перепад означает переход с ВЫСОКОГО уровня на НИЗКИЙ, а не отрицательную полярность). Дополнительные входы могут также использоваться для запрета запуска. На рис. 8.57 показаны четыре примера одновибраторных схем.

[1] И пробоев от наводок,— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

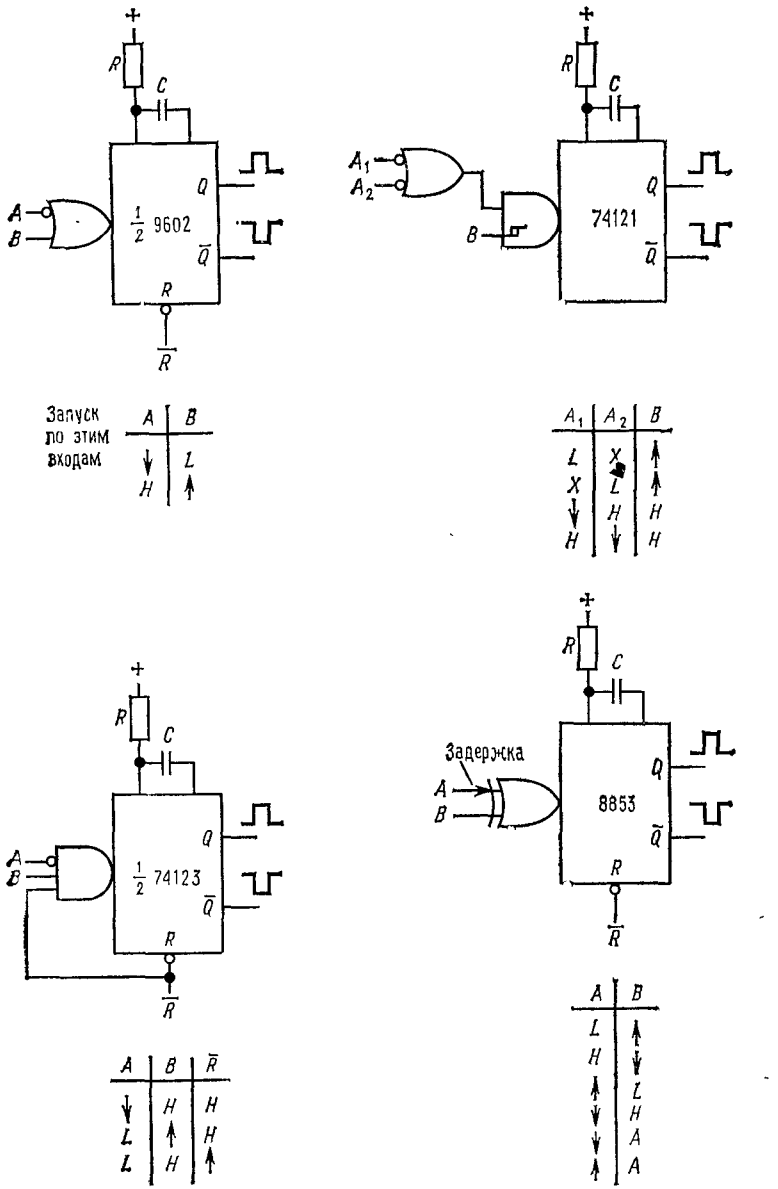


Рис. 8.57. Четыре наиболее распространенных одновибратора и их таблицы истинности.

В строках таблиц стрелками показаны направления перепадов на входах, при которых происходит запуск. Например, 74121 запускается, когда на одном из входов *A* происходит перепад с ВЫСОКОГО уровня на НИЗКИЙ, при условии что на входе *B* и на другом входе *A* действует ВЫСОКИЙ уровень. Схема 9602 представляет собой сдвоенный одновибратор с вентилем ИЛИ на входе; если используется только один вход, другой должен быть заблокирован, как показано в таблице. Одновибратор 74121 имеет три входа, связанные с комбинацией вентилей И и ИЛИ. На входе *B* установлен триггер Шмитта, что позволяет снизить требования к скорости нарастания входного сигнала и к уровню помех. В состав этого одновибратора входит также не слишком хороший [1] внутренний времязадающий резистор, который вы можете использовать, если у вас нет желания подключать внешний резистор *R*. Широко распространенная ИМС 74123 представляет собой сдвоенный одновибратор с вентилем И на входе; на неиспользованные входы должны подаваться разрешающие сигналы. Заметим, в частности, что он срабатывает и по спаду сигнала на *R*-входе, если в этот момент на оба входа запуска поданы соответствующие сигналы. Это свойство не является для одновибраторов универсальным и может требоваться или не требоваться, в зависимости от конкретного применения (чаще всего оно не требуется). На входе одновибратора 8853 установлена необычная схема, представляющая собой элемент задержки и «Исключающее ИЛИ». Логический уровень, действующий на одном из входов одновибратора, определяет, какой полярности перепад должен действовать на втором входе для его запуска. Если эти два входа объединить вместе, то схема будет срабатывать по перепадам обеих полярностей.

При изображении одновибраторов на принципиальных схемах входной вентиль обычно не показывается. Это позволяет сэкономить место, но создает некоторую путаницу.

Перезапуск. Большинство одновибраторов, например упомянутые уже 9602, 74123 и 8853, а также 4098 (КМОП) будут начинать новый цикл отсчета временно́го интервала, если за время действия выходного импульса на вход поступит повый запускающий сигнал. Такие устройства носят название «одновибраторы с перезапуском». Выходной импульс одновибратора будет шире, чем обычно, если перезапуск схемы происходит во время действия выходного импульса и закончится по истечении интервала номинальной длительности с момента поступления последнего запускающего сигнала. Одновибратор 7421 не имеет перезапуска; во время действия выходного импульса он не воспринимает перепады на входе. Большинство перезапускаемых одновибраторов можно включить таким образом, чтобы они не перезапускались. Простой пример подобной схемы показан на рис. 8.58.

[1] Имеется в виду температурная нестабильность резистора, а следовательно, длительности выходного импульса.— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Сброс. Большинство одновибраторов имеет вход сброса R, который отменяет все остальные функции. Кратковременный сигнал по входу R обрывает выходной импульс. Этот вход может использо-

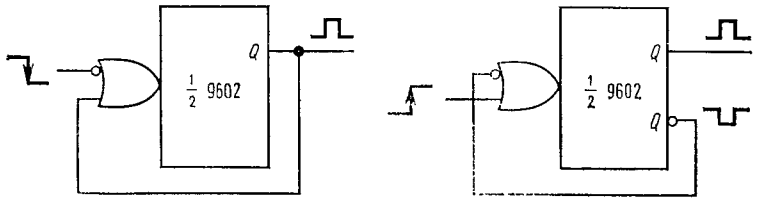


Рис. 8.58. Схема одновибратора без перезапуска.

ваться для предотвращения выработки выходного импульса в момент включения питания логической системы; учтите, однако, сделанное выше замечание по 74123.

Длительность импульса. С помощью стандартных одновибраторов можно получать импульсы длительностью от 40 нс до нескольких миллисекунд (и даже секунд) за счет подключения внешнего конденсатора, обычно в сочетании с резистором. С помощью устройства, подобного ИМС 555 (см. разд. 4.13), можно формировать импульсы и большей длительности, однако его входные характеристики зачастую создают неудобства. Интервалы времени очень большой длительности лучше всего отсчитывать цифровым способом (см. разд. 8.23).

8.21. Пример схемы одновибратора

На рис. 8.59 показана схема генератора прямоугольных импульсов с независимой регулировкой частоты и скважности, которая позволяет с помощью внешнего сигнала закрывать выход по отрицательному перепаду выходного импульса. Токовое зеркало T_1 — T_3 формирует на C_1 нарастающее напряжение. Когда это напряжение достигает порога верхнего компаратора, равного $^2/_3\,U_+$, запускается одновибратор, который вырабатывает положительный импульс длительностью 2 мкс, устанавливая n-канальный ПТ Q_4 в проводящее состояние и разряжая конденсатор. Таким образом, на C_1 формируется пилообразный сигнал, нарастающий от нулевого потенциала до значения +8В со скоростью, которая задается потенциометром R_2. Нижний компаратор из пилообразных импульсов вырабатывает прямоугольные со скважностью, которая с помощью резистора R_5 может линейно регулироваться в пределах от 0,1 до 99%. Оба компаратора обладают гистерезисом порядка нескольких милливольт (R_8 и R_9), наличие которого позволяет предотвратить многократные переходы, возникающие под воздействием помех. В схеме применен сдвоенный компаратор типа LM393 с малым потреблением, который имеет на выходах схемы с открытым коллектором и диапазон синфазного сигнала на входе от нуля до напряжения питания.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Отличительным свойством данной схемы является ее способность синхронизироваться (работать в стартстопном режиме) по внешнему управляющему сигналу. При наличии сигнала на входе ОСТАНОВ схема останавливает свой генератор по очередному отрицательному

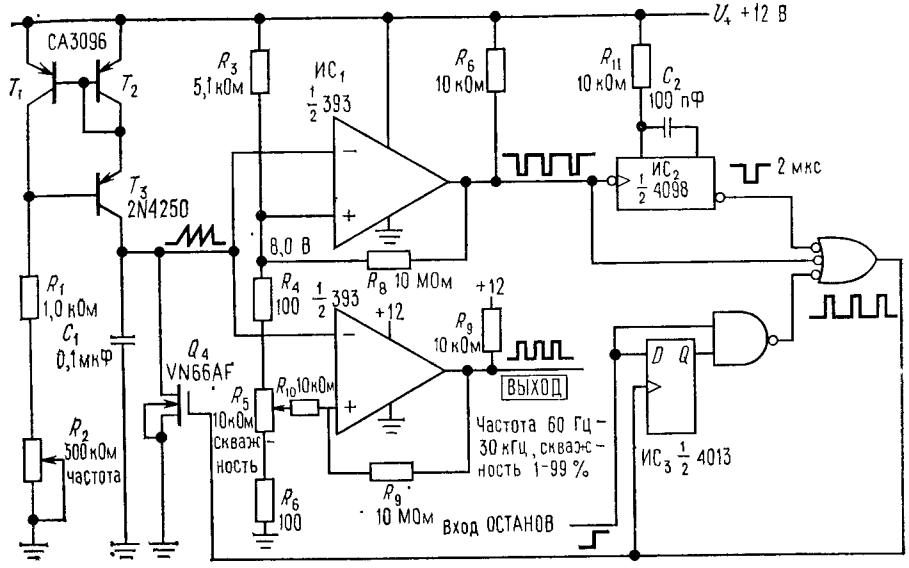


Рис. 8.59. Самосинхронизирующийся генератор импульсов с внешним запуском.

перепаду на выходе. Когда сигнал на входе ОСТАНОВ снова перейдет в состояние НИЗКОГО уровня, генератор сразу же начинает формировать полные периоды, как если бы задний фронт возник в момент снятия сигнала ОСТАНОВ. Дополнительный 3-й вход схемы И-НЕ, соединенный с выходом компаратора, служит для того, чтобы схема не «застревала» при заряженной емкости C_1. Длительность импульса на выходе одновибратора выбрана достаточно большой, чтобы за это время C_1 мог полностью разрядиться.

8.22. Предостережения относительно одновибраторов

С одновибраторами связан ряд проблем, которые не встретятся в других цифровых схемах. Кроме того, существуют некоторые общие принципы, которыми необходимо руководствоваться при их использовании. Сначала остановимся на «патологии» одновибраторов.

Проблемы применения одновибраторов. **Длительность импульса.** Для построения одновибраторов используется сочетание линейных и цифровых методов. Поскольку линейные схемы чувствительны к изменениям $U_{БЭ}$ и $h_{21Э}$ от температуры и т. п., одновибраторы также

склонны реагировать на изменения температуры и напряжения питания дрейфом длительности выходного импульса. В типовых устройствах, например 9602, длительность выходного импульса колеблется в пределах нескольких процентов при изменении температуры в интервале 0—50°С и при отклонениях напряжения питания ±5%. Кроме того, разброс параметров от устройства к устройству для ИМС данного типа составляет ±10%. Лучшими в этом отношении являются ИМС 74121, 74221 и 74С221, для которых отклонения длительности в том же интервале изменения температуры и напряжения питания составляют десятые доли процента, а типичный разброс от устройства к устройству — 1%. При рассмотрении чувствительности к изменениям температуры и напряжения питания важно помнить, что кристалл (чип) микросхемы может обладать эффектом саморазогрева, а отклонения напряжения питания во время действия выходного импульса (например, короткие броски или «иголки» по шине питания) способны существенно повлиять на его длительность (или вызвать ложный запуск).

Длинные импульсы. При формировании длинных импульсов величина емкости конденсатора может превышать значение нескольких микрофарад, что приводит к необходимости использовать электролитические конденсаторы. В этом случае возникает проблема тока утечки (величина которого для конденсаторов малых емкостей незначительна), особенно если учесть, что в большинстве одновибраторов во время действия выходного импульса к конденсатору прикладывается напряжение обеих полярностей. Для разрешения этой проблемы может потребоваться установка диода или транзистора либо переход на цифровые методы формирования задержек с использованием тактовых импульсов и триггерных каскадов, как показано в разд. 8.23. Применение внешнего диода или транзистора повышает чувствительность к температуре и снижает точность задания длительности импульса. Это может также привести к затруднению перезапуска.

Скважность. В некоторых схемах одновибраторов при высокой скважности длительность выходного импульса уменьшается. Типичным примером являются элементы серии ТТЛ 9600-9602, у которых при скважности менее 60% [1] длительность выходного импульса постоянна, а при скважности 100% уменьшается приблизительно на 5%. Прекрасное в других отношениях устройство 74121 в этом отношении еще хуже, так как при высокой скважности вообще ведет себя неустойчиво.

Запуск. Если для запуска одновибраторов использовать слишком короткие сигналы, они могут вырабатывать на выходе нестандартные, или «дрожащие», импульсы. Для запускающего импульса задается минимальная длительность, например, для прибора 74121 она составляет 50 нс, а для 4098—140 нс при напряжении питания +5 В и 40 нс при $U_{пит}$=+15 В (при повышенном напряжении питания элементы КМОП обладают более высоким быстродействием и имеют повышенную нагрузочную способность).

[1] Скважность здесь есть отношение длительности импульса к паузе.— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Помехоустойчивость. Поскольку в состав одновибраторов входят линейные элементы, их помехоустойчивость обычно хуже, чем у других цифровых схем. Одновибраторы особенно чувствительны к емкостным связям вблизи внешних времязадающих элементов R и C. Кроме того, некоторые одновибраторы имеют склонность к ложному запуску от «иголок» на шине земли или U_+.

Паспортные данные. Не забывайте, что характеристики одновибратора (точность выдержки времени, нестабильность по температуре и напряжению питания) могут существенно ухудшаться на краях рабочего диапазона. В паспортных данных на устройство обычно задается диапазон длительностей выходного импульса, в котором оно имеет хорошие характеристики, и это может ввести в заблуждение.

Развязка по выходу. Вообще, в любом цифровом устройстве, содержащем триггеры, выходы должны быть буферированы (с помощью вентиля, инвертора, возможно, интерфейсного элемента типа линейного формирователя — возбудителя или драйвера). Если устройство типа одновибратора подключается к кабелю непосредственно, то за счет влияния нагрузочной емкости и отражения сигналов в кабеле работа его может стать неустойчивой.

Общие соображения по применению одновибраторов. При использовании одновибраторов для формирования импульсной последовательности убедитесь в том, что на «концах» не будут вырабатываться дополнительные импульсы, т. е. что сигналы, разрешающие запуск одновибратора, сами не производят его запуск. Это легко сделать, тщательно просмотрев таблицу истинности. Применением одновибраторов не следует увлекаться, хотя заманчиво ставить их везде, где только можно, и наблюдать, как импульсы от них разбегаются во все точки схемы. Устройства, содержащие большое число одновибраторов, свидетельствуют о неопытности разработчика. Помимо уже упомянутых проблем существуют еще и дополнительные сложности, связанные с тем, что схема, насыщенная одновибраторами, не допускает существенной регулировки тактовой частоты, так как все выдержки времени в схеме настроены на определенный порядок возникновения событий. Когда есть возможность выполнить те же функции без применения одновибраторов, ею надо воспользоваться.

Пример такой схемы показан на рис. 8.60. Предположим, что по спаду входного сигнала требуется сформировать импульс, а затем еще один, задержанный по отношению к первому. Эти импульсы могут использоваться для предварительной установки схемы и запуска операций, перед которыми требовалось выполнить некоторые предварительные действия, о завершении которых сообщает спад входного сигнала. Поскольку для управления остальной частью схемы скорее всего используются тактовые импульсы, будем предполагать, что сигнал на D-входе снимается синхронно с передним фронтом такта. В схеме *а* на рис. 8.60 входной перепад запускает первый одновибратор,

который по концу своего выходного импульса запускает второй одновибратор.

Схема *б* делает то же самое при помощи *D*-триггеров, которые вырабатывают на выходе импульсы с длительностью, равной одному периоду тактовой частоты. В отличие от асинхронной схемы, где триггеры

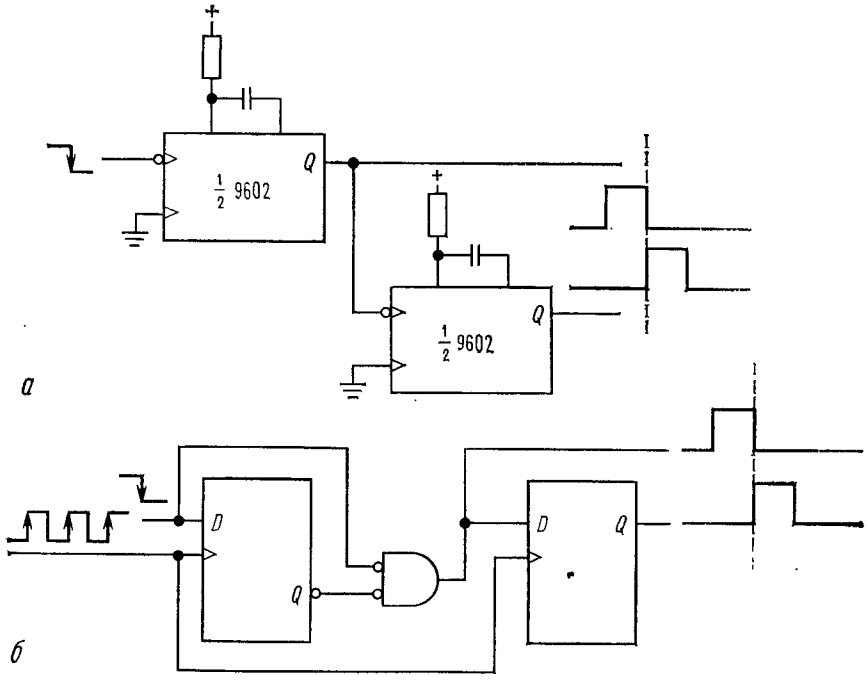


Рис. 8.60. Схема цифровой задержки (*б*); заменяющая задержку на одновибраторах (*а*).

соединяются каскадно, данная схема является синхронной. По ряду причин, в частности связанных с помехоустойчивостью, предпочтительнее применять синхронные системы. Если требуется формировать импульсы большей длительности, можно использовать ту же самую схему, взяв при этом другую тактовую частоту, которая может быть получена путем деления основной (высокочастотной) тактовой последовательности с помощью цепочки счетных триггеров. В этом случае основной тактовый сигнал может использоваться для тактирования *D*-триггеров. В синхронных системах, как правило, имеется несколько серий тактовых импульсов, образованных в результате деления основной частоты.

8.23 Получение выдержки времени с помощью счетчиков

Как мы уже подчеркивали, существует целый ряд причин, по которым следует избегать применения одновибраторов в логических устройствах. На рис. 8.61 показана еще одна цифровая схема, позволяющая заменить одновибратор при формировании импульсов большой длительности. Интегральная схема 4060 представляет собой 14-разрядный двоичный счетчик (14 каскадно включенных триггеров) типа КМОП. Фронтом входного сигнала на выходе устанавливается высокий уровень, который разрешает работу счетчика. После отсчета 2^{n-1} импульсов ВЫСОКИЙ уровень возникнет на выходе Q_n, в результате чего триггер и счетчик сбросятся. Данная схема позволяет с высокой точностью вырабатывать импульсы большой длительности, причем последняя может изменяться с коэффициентом 2. В состав счетчика 4060 входит также внутренний генератор, который может заменить внешний источник тактовых импульсов.

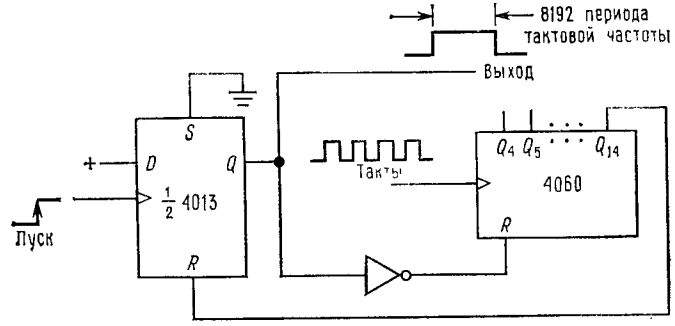


Рис. 8.61. Формирование импульсов большой длительности цифровым способом.

СТАНДАРТНЫЕ ИМС ДЛЯ ВЫПОЛНЕНИЯ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫХ ФУНКЦИЙ

Различные сочетания триггеров и вентилей, так же как и рассмотренные ранее комбинационные схемы, могут быть размещены в одном кристалле ИМС. В последующих разделах мы дадим обзор большинства наиболее часто используемых типов ИМС в соответствии с выполняемыми функциями. Для упрощения все элементы ТТЛ будем обозначать номерами 7400, хотя на практике обычно используется субсемейство 74LS00 либо родственные ему.

8.24. Фиксирующие схемы («защелки») и регистры

Фиксирующие схемы-защелки и регистры позволяют запоминать комбинацию двоичных разрядов, поданную на их входы, и хранить ее после изменения входных сигналов. Регистр можно построить с помощью ряда *D*-триггеров, однако в этом случае число входов и выходов у него будет больше, чем это обычно требуется. Поскольку в данном применении нет необходимости использовать раздельно тактовые и установочные входы, эти цепи можно объединить для всех

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

триггеров, что позволит сократить число выводов ИМС и даст возможность разместить в стандартном 16-контактном корпусе 4 или 6 триггеров. Так, например, ИМС 74174 (ТТЛ) и 4174 (КМОП) представляют собой 6-разрядные (6 триггеров в одном корпусе) D-регистры, 74175 и 4175—4-разрядные *D*-регистры с прямыми и инверсными выходами. И те, и другие имеют общие тактовые и установочные входы и размещаются в 16-контактных корпусах (рис. 8.62).

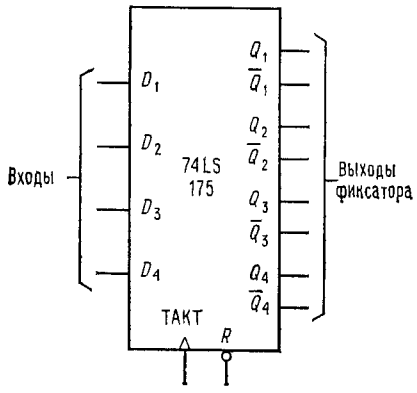


Рис. 8.62. 4-разрядный регистр *D*-типа 74LS175.

Термины «фиксирующая схема», «регистр-защелка» или «фиксатор» обычно служат для обозначения специального типа регистров, которые в открытом состоянии отслеживают на своих выходах входные сигналы, а в закрытом хранят их последнее значение. Поскольку термин «фиксатор» стал неоднозначным, часто для того, чтобы отличать друг от друга два очень сходных устройства, используются термины «прозрачный фиксатор» (собственно «защелка») и «регистр *D*-типа». Примерами первого являются счетверенные защелки типа 7475 и 4042, причем 7475 имеет два разрешающих прием [1] входа, по одному для каждой пары входных бит. Максимальное число входов (принимаемых бит) для стандартных защелок-фиксаторов и регистров *D*-типа равно 8. Примерами таких устройств являются 74373 и 74374 соответственно.

Существуют регистры и фиксаторы, использующие на своих выходах схемы с тремя состояниями, например 4-разрядный регистр *D*-типа 8551. Такие приборы особенно удобны при коммутации нескольких 4-разрядных групп на одну 4-разрядную шину, как это делается при мультиплексировании цифрового иникатора, которое вскоре будет рассмотрено. Упомянутые выше ИМС 74373 и 74374 также имеют выходы с тремя состояниями.

Одной из разновидностей фиксаторов является так называемый «адресуемый фиксатор» — многоразрядный регистр, который позволяет адресоваться к любому биту с целью его корректировки, оставляя при этом остальные биты неизменными. Примерами подобных устройств являются ИМС 74259 и 4099 — 8-разрядные адресуемые фиксаторы, выполненные в 16-разрядном корпусе. Они имеют один информационный вход, 8 выходных шин и могут использоваться в качестве распределителей (демультиплексоров).

Иногда вместо регистра лучше применять устройство памяти, известное под названием «ЗУ с произвольной выборкой» (ЗУПВ).

[1] Стробирующих информационные входы.— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Оно работает аналогично ПЗУ, с той лишь разницей, что в него можно быстро записывать новую информацию. Запоминающие устройства с произвольной выборкой выпускаются в самых разнообразных вариантах: начиная от 7481 (объемом 16 бит) и 7489 (объемом 16 слов, каждое по 4 бита) и кончая гигантскими устройствами — объемом до 64 кбит. Более подробно ЗУПВ будут рассматриваться вместе с микропроцессорами в гл. 11 (т. 2).

Наконец, следует отметить, что в кристалле ИМС функция защелки часто совмещается с другими функциями. Например, 74399 представляет собой счетверенный мультиплексор на 2 входа, имеющий на выходе регистр *D*-типа; 8554 — двоичный счетчик, снабженный защелкой и имеющий выходы с тремя состояниями; HP5082-7300 — это десятичный цифровой индикатор, содержащий в одном кристалле дешифратор двоично-десятичного кода, регистр-защелку и формирователь сигналов управления цифровым индикатором. И во многих других случаях имеет смысл поискать ИМС с нужными комбинированными функциями, так как это позволяет сэкономить место, сократить стоимость и упростить конструкцию.

8.25. Счетчики

Как мы уже говорили, соединяя триггеры друг с другом, можно построить счетчик. Существует поразительное множество разнообразных устройств такого типа, выполненных в одном кристалле ИМС. Попытаемся выяснить некоторые их характерные особенности, а затем дадим представление о том, какой выбор имеется среди стандартных ИМС.

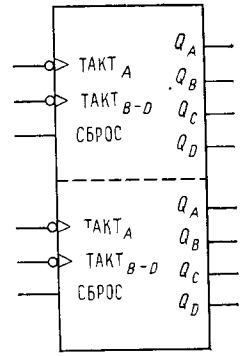


Рис. 8.63. Сдвоенный асинхронный двоично-десятичный счетчик типа 74LS390.

Объем счетчика. Среди стандартных ИМС, относящихся к широко распространенному классу 4-разрядных счетчиков, существуют различные типы двоично-десятичных (делителей на 10) и двоичных (или шестнадцатеричных, делителей на 16) счетчиков и даже несколько делителей на 12. В семействе ТТЛ вы можете найти 8-разрядные счетчики (двоично-десятичный — 74390 и двоичный — 74393, рис. 8.63). В семействе КМОП выпускаются двоичные счетчики, имеющие 7, 12 и 14 ступеней, к выходам большинства из которых имеется внешний доступ (4024, 4020, 4040, 4060), а также большие кристаллы типа 4536 — 24-разрядный счетчик с переменным числом разрядов (выходная триггерная ступень выбирается с помощью 5-разрядного входа), снабженный внутренним генератором. В обоих семействах выпускаются счетчики «по модулю *n*», позволяющие производить деление на целое число *n*, которое задается с помощью входного слова. Для получения большего числа разрядов счетчики, в том числе и синхронные, можно соединять каскадно.

Тактирование. Среди счетчиков, выпускаемых промышленностью в виде стандартных ИМС, одни могут тактироваться положительным, а другие отрицательным перепадом. Более существенно здесь то, является ли счетчик синхронным или асинхронным. В синхронных счетчиках тактирование всех триггеров происходит одновременно, в то время как в асинхронных каждый последующий триггер тактируется выходом предыдущего. В асинхронных счетчиках имеют место переходные состояния, поскольку начальные триггерные ступени перебрасываются несколько раньше последующих. Например, при переходе от числа 7 (0111) к числу 8 (1000) асинхронный счетчик пройдет через состояния 6, 4 и 0. Это может привести к ложной работе схемы, воспринимающей текущее состояние счетчика, если в ней не будут предусмотрены соответствующие меры. В таких случаях желательно использовать что-либо наподобие D-триггера, чтобы анализировать состояние счетчика только по тактовому перепаду. Асинхронные счетчики работают медленнее синхронных, поскольку они накапливают задержку распространения. Для облегчения наращивания (путем подключения выхода Q одного счетчика к тактовому входу последующего) асинхронные счетчики должны иметь вход, работающий по заднему фронту.

Примером двоично-десятичного и двоичного счетчиков являются ИМС 7490 и 7493 (асинхронные) и 74160 и 74161 (синхронные).

Реверсивные счетчики. Некоторые счетчики могут считать в обоих направлениях. Примерами таких устройств могут служить

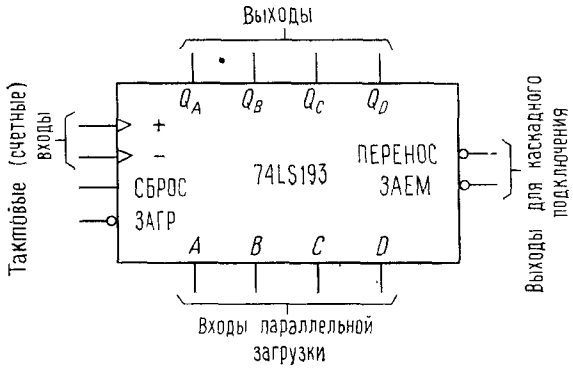


Рис. 8.64. 4-разрядный синхронный реверсивный счетчик типа 74LS193.

синхронные реверсивные двоично-десятичный (74190) и двоичный (74191) счетчики, в которых используется отдельный управляющий вход (+/—), а также двоично-десятичный (74192) и двоичный (74193) счетчики с раздельными счетными входами для прямого и обратного счета (рис. 8.64). Ультрасовременный КМОП-счетчик 4029 может считать в обоих направлениях как в двоично-десятичном, так и в двоичном коде. Мыс Канаверал, посторонитесь!

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Предварительная установка. Некоторые счетчики имеют информационные входы, которые позволяют предварительно заносить в них какое-либо число. Это, в частности, может потребоваться при построении счетчика по модулю n, а также в ряде других применений. Предварительная установка (или загрузка) может быть как синхронной, так и асинхронной. В устройствах 74160—74163 используется синхронная загрузка. Это означает, что ввод данных в счетчик производится по очередному перепаду тактового импульса при условии, что на линии ЗАГРУЗКА действует разрешающий сигнал. Счетчики 74190—74193 являются асинхронными: информация, присутствующая на входных линиях, вводится в счетчик при наличии разрешающего сигнала ЗАГРУЗКА независимо от состояния тактовой цепи. Иногда здесь используется термин «параллельная загрузка», поскольку все биты загружаются одновременно.

Функция СБРОС (или установка в «0») представляет собой одну из форм предварительной установки. В большинстве счетчиков вход СБРОС является асинхронным, хотя в некоторых типах используется синхронный сброс (например, 74162 и 74163).

Прочие особенности счетчиков. В некоторых счетчиках на выходных линиях используются интегральные фиксаторы. Здесь всегда применяются фиксаторы-защелки, и, следовательно, счетчик может использоваться так, как если бы фиксатор вообще отсутствовал. (Следует помнить, что любой счетчик с параллельными входами может работать как фиксатор, однако при этом нельзя одновременно производить счет и хранить информацию.) Иногда очень удобно иметь счетчик в сочетании с фиксатором, например в том случае, когда после начала нового цикла счета требуется воспроизвести или вывести предыдущее значение. В счетном частотомере это позволяет получить устойчивую индикацию с корректировкой после каждого цикла отсчета и не воспроизводить на индикаторе все текущие состояния счетчика, сбрасывая его в нуль после окончания каждого цикла (см. разд. 14.10).

Имеются также счетчики с фиксаторами, которые используют на выходах схемы с тремя состояниями. Они незаменимы в тех случаях, когда для индикации или передачи в другие устройства цифры (или группы из 4 бит) должны коммутироваться на общую шину. Примерами таких ИМС являются 4-разрядные счетчики типа 8552 (двоично-десятичный) и 8554 (двоичный). Существуют даже счетчики с объединенными входными и выходными выводами, предназначенные для работы на одну общую шину. Счетчики типа 8556 (двоичный) и 8555 (двоично-десятичный) имеют выходы с тремя состояниями, которые в закрытом состоянии служат в качестве входов параллельной загрузки. Ниже будут приведены некоторые примеры использования таких устройств.

Если вы захотите использовать счетчик совместно с индикатором, то к вашим услугам несколько устройств, объединяющих в одном кристалле счетчик, регистр, 7-сегментный дешифратор и формирова-

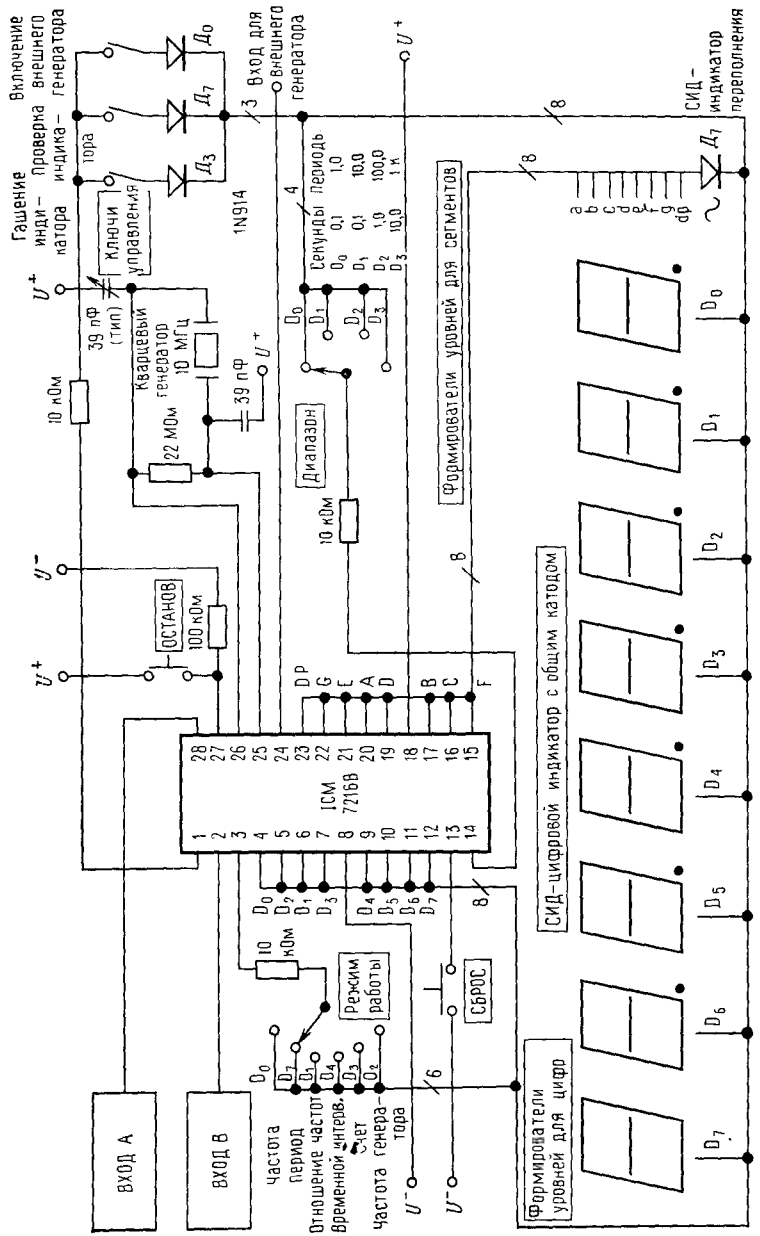


Рис. 8.65. 8-знаковый универсальный однокристальный счетчик на 10 МГц типа Intersil 7216. (С разрешения фирмы Intersil Inc.).

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

тель уровней для управления индикатором. Например, в состав серии 74142—74144 входит счетчик в 16-контактном корпусе, имеющий только семисегментный выход; существует также ряд счетчиков в 24-контактных корпусах, имеющих, кроме того, и двоичный выход. Выпускаются даже микросхемы, содержащие в одном корпусе счетчик и индикатор (например, TIL 306/307). Стоит посмотреть на этот прибор, который считает и высвечивает отсчитанные цифры!

В виде больших интегральных схем (БИС) выпускаются устройства, содержащие на одном кристалле несколько счетных каскадов, интегральный фиксатор, дешифратор и коммутируемые формирователи сигналов управления цифровым индикатором. В 4-разрядных счетчиках серии 74C925—74C928 семейства КМОП эти функции объединены в одном 16-контактном корпусе. С помощью такой ИМС в сочетании с 4-разрядным цифровым индикатором на светодиодах можно построить счетчик с индикацией 4 десятичных разрядов. На рис. 8.65 показана очень удачная БИС счетчика, которая не требует большого числа дополнительных компонентов.

8.26. Регистры сдвига

Если несколько триггеров соединить таким образом, что выход Q каждого предыдущего триггера будет управлять D-входом последующего, а все тактовые входы будут возбуждаться одновременно, то получится схема, которая носит название «регистр сдвига». По каждому тактовому импульсу комбинация «нулей» и «единиц» в регистре будет сдвигаться вправо, а слева через D-вход первого триггера будет вводиться новая информация. Как и во всех триггерных схемах, информация, присутствующая на левом входе непосредственно перед возникновением тактового импульса, будет введена в регистр, и на выходе имеет место обычная задержка распространения. Таким образом, регистры можно объединять каскадно, не опасаясь возникновения режима логических гонок. Регистры сдвига широко используются для преобразования данных из параллельной формы (n бит поступают одновременно по n независимым линиям) в последовательную (биты один за другим передаются по одной информационной линии) и наоборот. Их также удобно применять в качестве запоминающих устройств, особенно в тех случаях, когда данные считываются и записываются всегда одинаковым образом. Регистры сдвига, так же как счетчики и фиксаторы, представлены большим числом разнообразных модификаций. Ниже будут рассмотрены все наиболее важные моменты, связанные с регистром сдвига.

Объем. 4-разрядные (например, 7495) и 8-разрядные (74161 и 4021) регистры являются стандартными. Выпускаются также регистры объемом до 1024 бит (например, устройство 2533, размещенное в мини-корпусе (мини-DIP) с двухрядным расположением выводов) и более. В семействе КМОП можно найти регистры сдвига, имеющие перемен-

ную длину, например, для регистра 4557 длина может задаваться в пределах от 1 до 64 бит при помощи 6-разрядного управляющего входа. На рис. 8.66 показан широко распространенный 8-разрядный регистр сдвига с параллельными входами КМОП 4021.

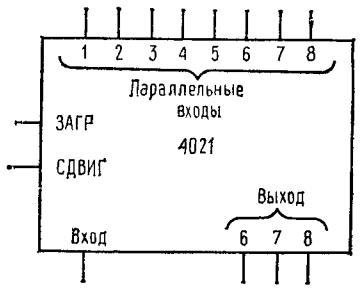


Рис. 8.66. 8-разрядный сдвиговый регистр семейства КМОП с параллельными входами типа 4021.

Структура. Большинство регистров сдвига являются одиночными, однако выпускаются также сдвоенные, счетверенные и даже сшестеренные регистры. Так, 4517 представляет собой сдвоенный 64-разрядный регистр с раздельными тактовыми входами; 2518/2519 — сшестеренные 32-разрядные регистры с общим тактовым входом.

Статические и динамические регистры. Статический регистр, подобно триггеру, хранит информацию неопределенно долго. Динамический регистр должен постоянно тактироваться с некоторой минимальной частотой; в противном случае он все «забудет». Малые регистры — всегда статического типа (все упоминавшиеся ТТЛ и КМОП-регистры являются статическими), однако большие МОП-регистры могут быть динамическими. Последние проще в изготовлении и потребляют меньшую мощность, однако могут доставлять неудобства при использовании.

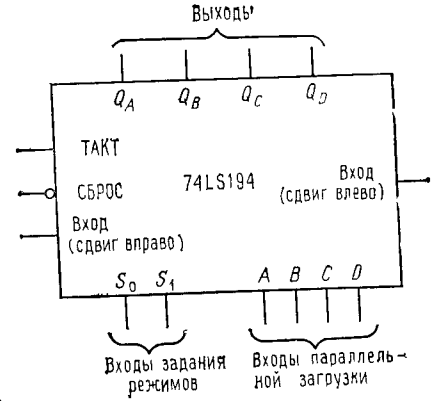
Входы и выходы. Регистры сдвига длиной более 8 разрядов обычно имеют только последовательные входы и выходы, иными словами, доступны лишь вход первого триггера и выход последнего. В некоторых случаях выводятся несколько промежуточных выходов (например, в 18-разрядном регистре 4006 имеются выходы для каждых 4 бит, а в 128-разрядном регистре 4562 — для каждых 16 бит). В небольших регистрах имеется возможность сделать параллельные входы или выходы. Примерами таких устройств являются 4-разрядный регистр сдвига с параллельным входом и выходом типа 7495 и 8-разрядный регистр сдвига с параллельным входом и последовательным выходом типа 74166. Схема 74199 представляет собой 8-разрядный регистр сдвига с параллельным входом и параллельным выходом; поскольку только для этого требуется 16 контактов, он размещается в корпусе большего размера (24-контактном). Единственный способ разместить подобное устройство в стандартном 16-контактном корпусе — это использовать одни и те же линии в качестве входов и выходов. Такой метод применен в устройстве 8546, где выходные линии имеют три состояния и служат также в качестве параллельных входных линий.

Так же как и у счетчиков, входные и установочные линии регистров могут быть либо синхронными, либо асинхронными: 8-разрядный регистр сдвига 74166 имеет синхронную загрузку и асинхронный сброс,

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

5-разрядный регистр сдвига 7496 использует асинхронные сброс и загрузку (пояснения см. ниже), 4-разрядный регистр 7495 имеет синхронную загрузку с отдельным синхронизирующим загрузочным входом, но не имеет входа сброса. Что касается счетчика 7496, то он обладает одной особенностью, о которой вам имеет смысл знать: его параллельные входы могут устанавливать соответствующий триггер только в «1», но не в «0». Один из авторов уже угодил в эту маленькую ловушку!

Реверсивные регистры сдвига. Некоторые регистры сдвига являются двунаправленными (реверсивными), т. е. могут производить сдвиг как влево, так и вправо. Направление сдвига задается с помощью одного или двух управляющих входов. Примерами реверсивных регистров сдвига могут служить устройства 74194 и 4194 (4-разрядные), а также 74198 (8-разрядный). Все они используют параллельную загрузку (74198 размещается в 24-контактном корпусе), имеют последовательные и два управляющих входа, которые определяют режим работы (сдвиг вправо, сдвиг влево, параллельный ввод или блокировка). Иногда реверсивным регистром сдвига называют схему 7495, однако это не совсем верно. В действительности она представляет собой 4-разрядный регистр с параллельной загрузкой, предназначенный для сдвига слева направо, но если выход каждой последующей триггерной ступени соединить с загрузочным входом предыдущей, то он будет производить сдвиг справа налево по каждому перепаду тактового импульса на входе синхронизации. Настоящий реверсивный регистр сдвига не требует для выбора направления внешних соединений и производит сдвиги справа налево так же просто, как и слева направо (рис. 8.67).



S_0	S_1	
0	0	Запрет
1	0	Сдвиг вправо
0	1	Сдвиг влево
1	1	Параллельное занесение

Рис. 8.67. 4-разрядный реверсивный регистр сдвига типа 74LS194.

ЗУПВ в качестве регистров сдвига. Запоминающее устройство с произвольной выборкой всегда можно заставить работать в качестве регистра сдвига (но не наоборот), используя внешний счетчик для формирования последовательных адресов. Эта идея иллюстрируется на рис. 8.68. Синхронный реверсивный счетчик типа 74191 вырабатывает последовательность адресов для ЗУПВ 7489 объемом 4 бит × × 16 слов. Такая комбинация ведет себя подобно четырем 16-разряд-

ным регистрам, причем направление сдвига выбирается с помощью управляющего входа +/— счетчика 74191. Все остальные его входы, как показано на рисунке, служат для разрешения счета.

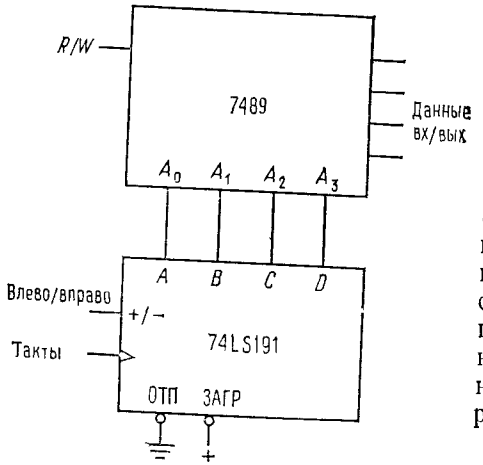


Рис. 8.68.

8.27. Примеры других последовательных схем

Появление на рынке большого числа разнообразных БИС (имеющих 1000 и более вентилей в одном кристалле) дает возможность использовать достаточно сложные устройства, выполненные на одном кристалле. В этом небольшом разделе мы приведем несколько выборочных примеров.

Память типа „первым вошел, первым вышел". Запоминающее устройство типа «первым вошел, первым вышел» в некотором смысле аналогично регистру сдвига, поскольку информация, вводимая на входе, в том же порядке появляется на выходе. Однако между ними есть существенное отличие, которое состоит в том, что в регистре сдвига информация «проталкивается вдоль него» по мере ввода и тактирования дополнительных бит, а в запоминающем устройстве типа «первым вошел, первым вышел» данные «проваливаются насквозь» и выстраиваются в выходную очередь с очень малой задержкой. Таким образом, если очередь на выходе отсутствует, доступ к только что введенным данным можно получить почти сразу же. Управление вводом и выводом производится раздельными тактовыми последовательностями, а устройство помнит, какие данные введены и какие выведены. Можно провести аналогию с кегельбаном, где белые и черные игровые шары (биты) возвращаются на исходную позицию. Эти биты вводятся с помощью игральной машины, а время, которое требуется шару для того, чтобы прокатиться по своему лотку, соответствует «задержке при сквозной передаче» в ЗУ типа «первым вошел, первым вышел» (обычно 1—25 мкс). После этого биты поступают на выход и могут забираться пользователем по мере надобности (т. е. асинхронно).

Память типа «первым вошел, первым вышел» широко используется при буферном хранении асинхронной информации. Классическим примером является буферирование клавиатуры или другого внешнего устройства (например, магнитной ленты) ЭВМ или какого-либо иного прибора, предназначенного для обработки данных. При использовании этого метода данные не будут теряться в случае, когда ЭВМ не готова принять очередное выработанное слово — при условии, конечно,

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

что ЗУ не сможет заполниться целиком. Примерами устройств памяти «первым вошел, первым вышел» являются ИМС 3341 (МОП, 64 слова по 4 бита каждое), 74225 (ТТЛ, 16 слов по 5 бит каждое) и 40105 (КМОП, 16 слов по 4 бита каждое). Новое устройство 9423 благодаря сочетанию высокого быстродействия (10 МГц) с возможностью внутреннего последовательно-параллельного преобразования на входе и на выходе особенно удобно для обмена данными с магнитным диском с высокой плотностью записи.

Применение памяти типа «первым вошел, первым вышел» в качестве буферного ЗУ клавиатуры рассматривается в разд. 8.31.

Универсальный асинхронный приемник/передатчик. Универсальный асинхронный приемник/передатчик (УАПП) представляет собой современное устройство, которое преобразует параллельные данные (обычно в виде 8-разрядных слов) в последовательность бит, предназначенную для передачи по однопроводному кабелю, или, наоборот, принимает последовательность бит из линии связи, преобразуя ее в параллельные слова. Данные, передаваемые в последовательной форме, содержат самосинхронизирующие импульсы (СТАРТОВЫЙ и СТОПОВЫЙ), благодаря чему дополнительные синхронизирующие линии не требуются. Схемы УАПП обычно используются при сопряжении ЭВМ или микропроцессоров с последовательными устройствами, такими, как удаленные терминалы и печатающие устройства, однако могут применяться и в других случаях, когда оказывается удобным сократить за счет быстродействия число линий связи между источником и получателем информации.

Типичные устройства УАПП имеют номера 6011 и 1602 и выполняются с помощью *p* МОП-технологии. Для использования в новых разработках лучше использовать универсальные КМОП УАПП типа IM6402/6403, в состав которых входит даже генератор с кварцевой стабилизацией. Следует отметить, что УАПП является «автономной» ИМС, которую можно использовать в любой цифровой системе, как в большой, так и малой, в то время как новые программно-управляемые ИМС последовательной передачи (так называемые УСАРТ) [1] требуют наличия резидентного микропроцессора (см. разд. 11.9).

Умножитель частоты. Умножитель частоты применяется для формирования последовательности выходных импульсов с частотой, значение которой связано с тактовой частотой через рациональную дробь. Например, 3-декадный двоично-десятичный умножитель позволяет получать на выходе частоты, составляющие *nnn*/1000 от входной частоты, где *nnn* — трехразрядное десятичное число, заданное тремя входными двоично-десятичными знаками. Это не то же самое, что счетчик по модулю *n*, так как с помощью последнего на выходе нельзя получить частоту, равную $^3/_{10}$ от входной. Отметим один важный момент: импульсы, сформированные на выходе умножителя, в общем

[1] Универсальный синхронно-асинхронный приемник/передатчик.

случае не будут следовать равномерно. Они совпадают с входными тактовыми импульсами и образуют замысловатые комбинации, средняя частота которых задается предварительно. К дискретным умножителям частоты относятся ИМС 7497 и 4089, а к двоично-десятичным — 4527 и 74167. (Как вы, наверное, заметили, умножитель частоты не похож на другие описанные здесь БИС. Приносим наши извинения, но мы не смогли найти другое место для описания этих устройств.)

Цифровые вольтметры. Существуют цифровые вольтметры, выполненные в однокристальной ИМС. Они содержат аналого-цифровой преобразователь, а также схемы тактирования, счета и индикации. Примерами таких устройств могут служить «$3^1/_2$-значные» вольтметры 7107, а также ИМС серии 74C936—74C938.

ИМС для бытовой аппаратуры. В последние годы широкое развитие получили ИМС, предназначенные для использования в товарах широкого потребления. Появились полупроводниковые схемы для хронометров, часов (включая будильники), калькуляторов, обнаружителей дыма и кнопочных телефонных номеронабирателей. Кроме того, в интегральном исполнении выпускаются многие радио- и телевизионные схемы, и, по-видимому, следующим большим этапом будет выпуск эффективных схем для автомобилей (управление двигателем, системы предотвращения столкновений и т. п.).

Игры и развлечения. Телеигры пользуются всеобщей популярностью, и изготовители полупроводниковых схем соревнуются в производстве «пинг-понгов» или «космических войн». В типичном случае этот кристалл (или кристаллы) воспринимает ряд аналоговых (от ручки управления) и цифровых (от кнопок) входных сигналов и вырабатывает видеосигнал на выходе. Вы сидите перед трубкой кинескопа и наблюдаете, как рвутся снаряды.

Интересные ИМС выпускаются для использования в электронных орга́нах. Хорошим примером является «источник ритмов» MM5871. Он содержит внутренний генератор темпа и может вырабатывать ритмы вальса, марша, церковной музыки, рока, а также других ритмов по специальному заказу.

Другим примером ИМС широкого потребления является схема синтезатора звуковых эффектов TI типа 76477. Она содержит несколько тактовых и шумовых генераторов, фильтры, смесители, модуляторы и логическую схему. С помощью такой ИМС можно имитировать звуки приближающегося локомотива, гоночного спортивного автомобиля (при аварии), щебетанье птиц и выстрелы из ружья с глушителем (для отпугивания птиц) — это лишь несколько примеров.

Надо отметить здесь, что бытовые ИМС имеют очень низкую стоимость. Например, генератор звуковых эффектов стоит не более трех долларов.

Микропроцессоры. Самым крупным достижением технологии БИС является микропроцессор — ЭВМ, выполненная на одном кристалле.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

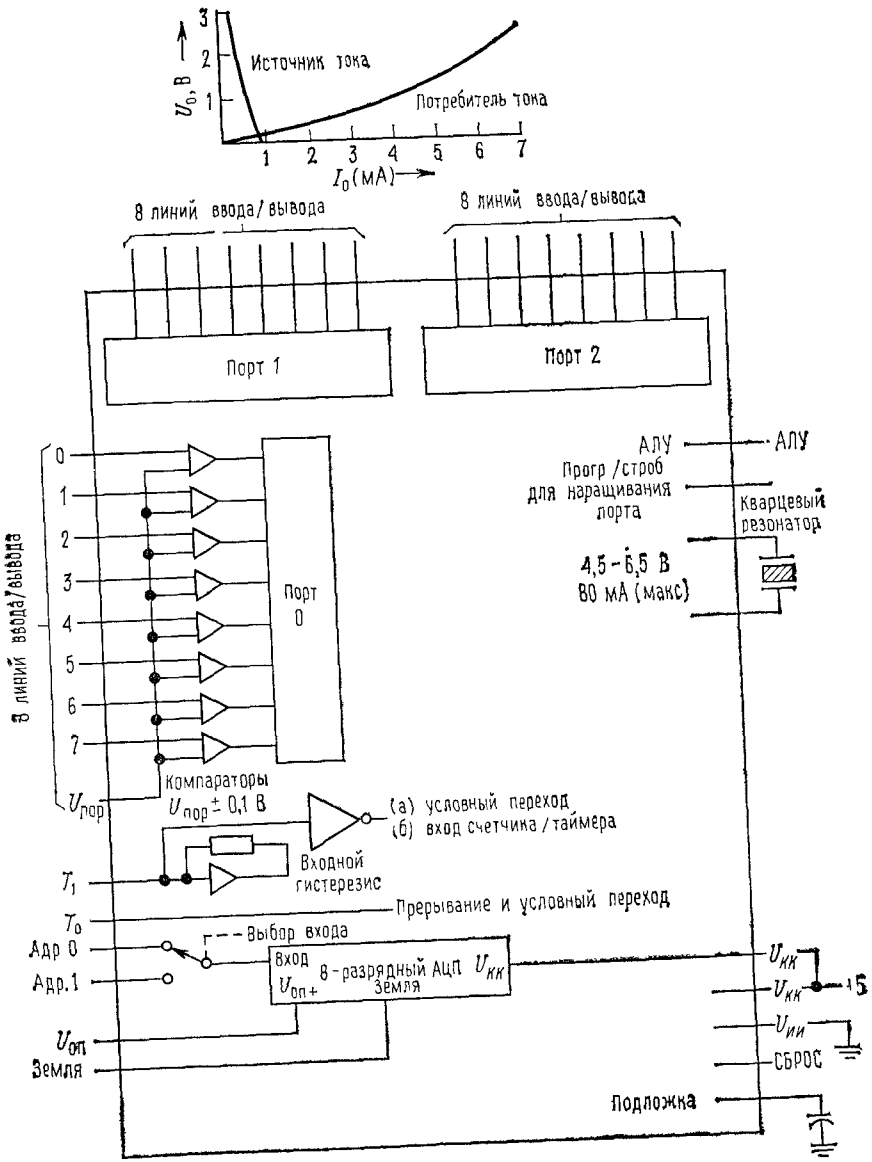


Рис. 8.69. Первый микропроцессор, содержащий на том же кристалле аналого-цифровой преобразователь и аналоговые компараторы (Intel 8022).

На одном краю диапазона микропроцессоров стоят мощные устройства для «перемалывания чисел» типа 8086 (16-разрядный процессор, обладающий такими возможностями, как предварительный просмотр команд, аппаратное умножение и деление, стековые и строчные операции), кристаллы типа LSI-11 и микро-Nova, которые копируют существующие мини-ЭВМ. На другом краю находятся однокристальные процессоры для автономного использования, которые на том же кристалле реализуют функции ввода, вывода и памяти. Примером такого устройства является микропроцессор 8022, который кроме 8-разрядного процессора содержит на том же кристалле 8 компараторных входов, 8-разрядный аналого-цифровой преобразователь и память на 2048 8-разрядных слов (рис. 8.69). Микропроцессоры такого типа предназначены скорее для использования в качестве встроенных устройств управления приборами, нежели в качестве универсальных вычислительных устройств. С надеждой ожидаем дальнейшего развития удивительных функциональных БИС.

НЕКОТОРЫЕ ТИПОВЫЕ СХЕМЫ ЦИФРОВОЙ ТЕХНИКИ

В последующих разделах мы покажем несколько цифровых схем и с их помощью проиллюстрируем ряд стандартных методов. Некоторые из этих функций могут быть выполнены с помощью БИС, однако рассматриваемые реализации сделаны на хорошем уровне и позволяют проиллюстрировать, какого типа схемы можно строить с помощью имеющихся средств.

8.28. Счетчик по модулю *n*

Схема, изображенная на рис. 8.70, на каждые n входных тактовых импульсов вырабатывает один выходной импульс. Микросхемы 74LS190 представляют собой синхронные двоично-десятичные реверсивные счетчики, установленные с помощью ВЫСОКОГО уровня на входе «—» в режим обратного счета. Идея устройства состоит в том, что вычитание производится до тех пор, пока на выходе переполнения (ПП) не возникнет НИЗКИЙ уровень. Это произойдет после того, как счетчик досчитает до нуля, а тактовый сигнал на входе перейдет в состояние НИЗКОГО уровня. Затем по входу ЗАГР (загрузка) число n снова заносится в счетчик, после чего он готов к следующему циклу отсчета n входных импульсов. Значение n задается с помощью двух барабанных переключателей. Поскольку здесь используются нагрузочные резисторы, переключатель должен формировать инверсные значения двоично-десятичных разрядов. Обычно в цифровых переключателях это так и происходит. Два инвертора используются в качестве элементов задержки, с помощью которых достигается необходимая длительность импульса загрузки (минимально допустимое значение 35 нс). Дело в том, что в процессе параллельного занесения счетчик выйдет из нулевого состояния и сигнал переполнения, по которому производится загрузка, снимется, а это может привести к возникновению «пичка» (см. разд. 8.34). За счет суммарной задержки в инверторах и в самом счетчике длительность импульсов становится равной 50 нс.

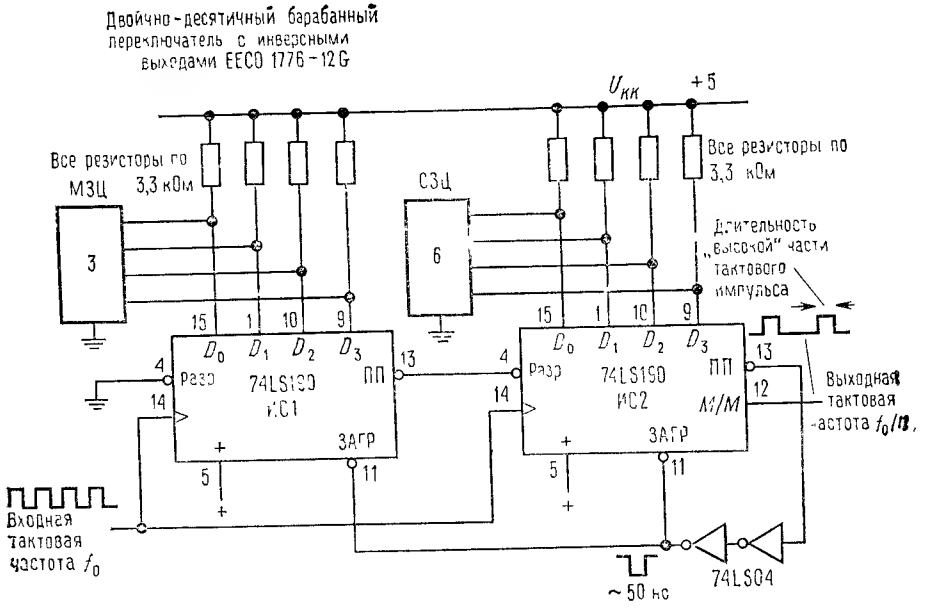


Рис. 8.70. Делитель по модулю n для двух десятичных знаков.

Выходной сигнал берется с выхода М/М (МАКС/МИН) (ВЫСОКИЙ уровень, когда счетчик в нуле) и представляет собой последовательность импульсов с длительностью, равной длительности «высокой» части входного тактового импульса. Схема может легко наращиваться до больших значений n путем каскадного синхронного подключения дополнительных счетчиков (рис. 8.70). Если вы построите подобную схему, используя синхронное каскадное соединение быстродействующих счетчиков типа 74S160 или 74S162, то она сможет работать при входной тактовой частоте 50 МГц и выше.

8.29. Коммутируемый цифровой индикатор на светодиодах

Рассмотренный метод позволяет проиллюстрировать метод коммутации (мультиплексирования) цифрового индикатора, который заключается в том, что n цифр каждого индицируемого числа последовательно и быстро воспроизводится на 7-сегментных светодиодных индикаторах. (Могут, конечно, использоваться не только цифровые символы, а конструкция индикаторов также может отличаться от распространенной 7-сегментной организации). Коммутация индикаторов применяется

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

в целях экономии и упрощения конструкции: непрерывное воспроизведение каждого знака требует установки для каждой цифры индивидуальных дешифраторов, формирователей и токоограничивающих

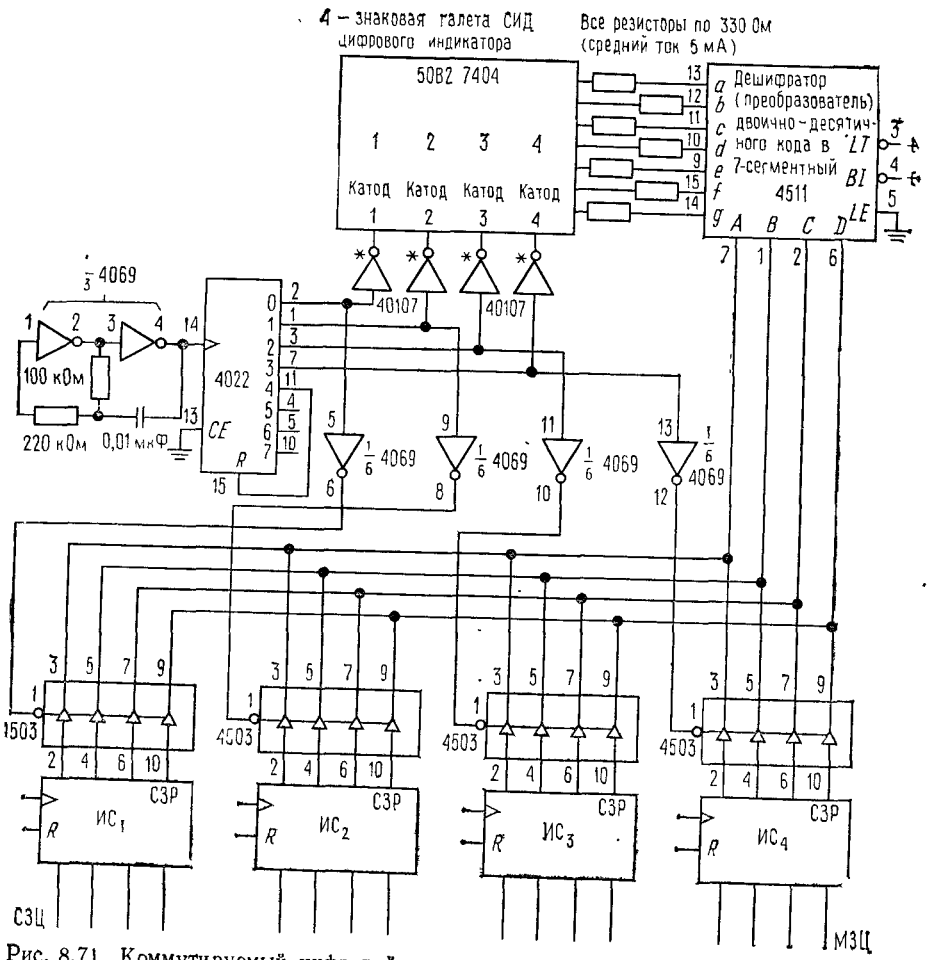


Рис. 8.71. Коммутируемый цифровой индикатор для четырех знаков.

резисторов, а также наличия индивидуальных связей между каждым регистром и соответствующим дешифратором (4 линии) и между каждым формирователем и соответствующим индикатором (7 проводов), а это уже большие затраты (жуткая путаница!).

В случае коммутации требуется лишь один дешифратор/формирователь и один набор токоограничивающих резисторов. Более того, поскольку светодиодные цмфровые индикаторы выпускаются в виде

n-символьных галет, причем соответствующие сегменты всех символов объединены, количество взаимных соединений сокращается весьма существенно. При использовании коммутации для управления 8-знаковым индикатором нужно произвести 15 соединений (7-сегментные входы, общие для всех цифр, плюс один катод или анод в цепи возврата каждой цифры), в то время как для непрерывного воспроизведения их потребуется 57. Еще одно любопытное преимущество коммутации заключается в том, что субъективно воспринимаемая глазом яркость будет в этом случае выше, чем при непрерывном свечении всех цифр при той же средней яркости.

На рис. 8.71 показана принципиальная схема индикации. Цифры, которые должны быть воспроизведены на индикаторе, хранятся в регистрах $ИС_1$ — $ИС_4$. Вместо регистров можно использовать счетчики, если устройство представляет собой счетный частотомер или набор фиксаторов или если оно воспринимает данные от ЭВМ, с выхода аналого-цифрового преобразователя и т. п. В любом случае при данном методе каждая цифра последовательно выводится на внутреннюю 4-разрядную шину (в рассматриваемой схеме через буферные усилители с тремя состояниями КМОП 4503), где она дешифруется, а затем воспроизводится с помощью индикатора. (Схема 4511 — это преобразователь двоично-десятичного кода в 7-сегментный с формирователями сигналов управления цифровым индикатором.)

С помощью двух инверторов построена классическая схема КМОП-генератора импульсов, работающая с частотой порядка 1 кГц, которая подает сигналы на восьмеричный счетчик-дешифратор 4022. Каждый выход счетчика последовательно устанавливается в состояние ВЫСОКОГО уровня и выводит на шину очередную цифру. Одновременно он запитывает катод соответствующего индикатора, подавая на него НИЗКИЙ уровень через мощный буферный усилитель с открытым коллектором 40107. Счетчик 4022 циклически проходит состояния от 0 до 3, каждый раз сбрасываясь по достижении числа 4. Схема коммутируемой индикации может работать и при большем количестве цифр. Она повсюду используется в многоцифровых индикаторах на светодиодах.

Многие БИС, ориентированные на воспроизведение информации, как, например, счетчики, реле времени и часы, содержат встроенную схему коммутации индикатора и даже формирователи. Кроме того, существуют БИСы управления индикацией (например, 74С911 и 74С912), которые делают всю ту работу, которая раньше выполнялась с помощью ИМС средней степени интеграции.

8.30. Привод звездного телескопа

Схема, показанная на рис. 8.72, предназначена для управления приводом Гарвардского 61-дюймового оптического телескопа. Для питания двигателя экваториального привода (1 оборот в день) требуется источник электроэнергии переменного напряжения, частота которого должна устанавливаться равной любому значению в районе

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

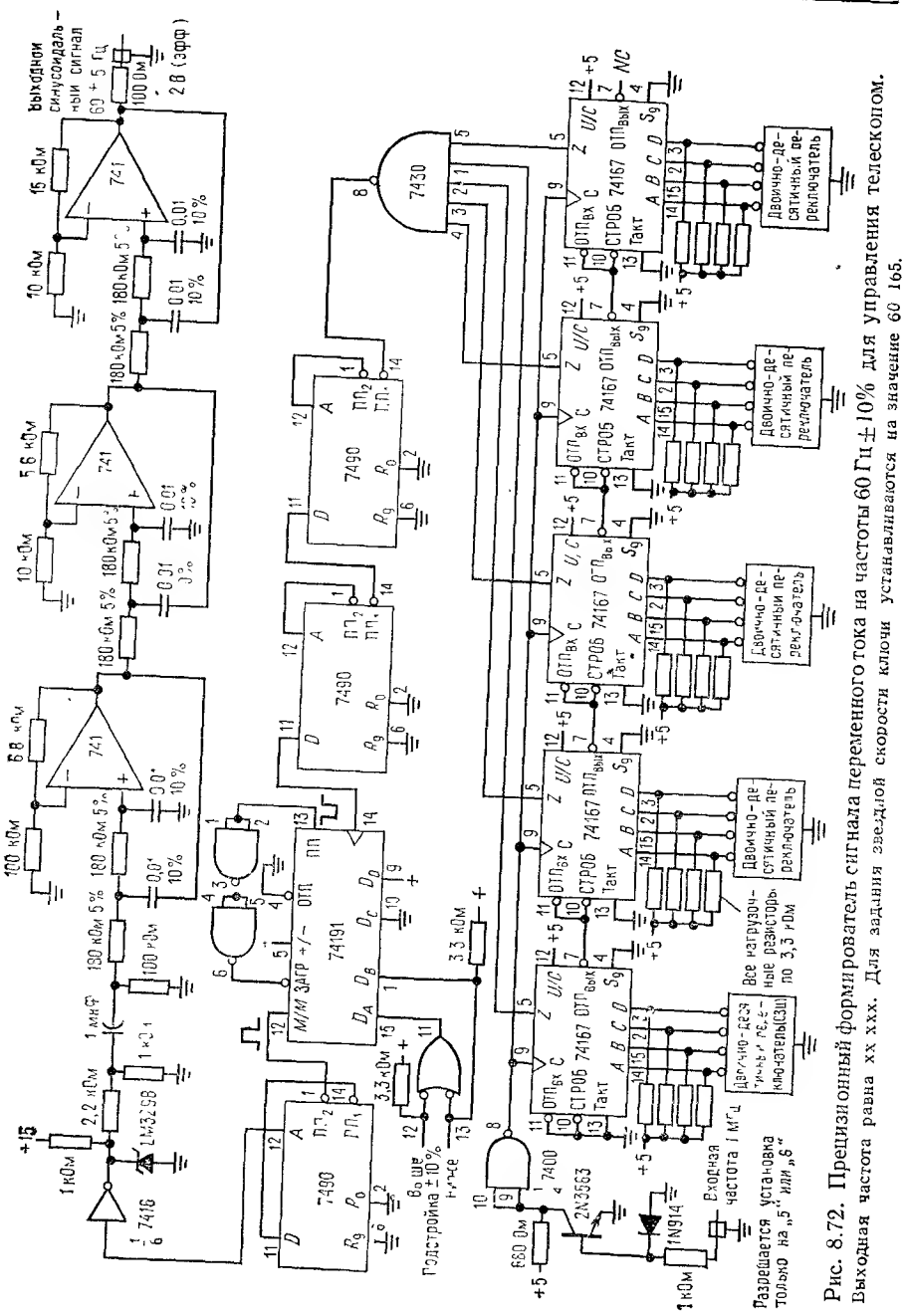


Рис. 8.72. Прецизионный формирователь сигнала переменного тока на частоты 60 Гц ± 10% для управления телескопом.
Выходная частота равна xx xxx. Для задания звездной скорости ключи устанавливаются на значение 60 165.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

60 Гц [1] (например, от 55 до 65 Гц). Эта частота не может в точности равняться 60 Гц по следующим причинам: а) звезды и Солнце движутся с неодинаковой скоростью, поэтому потребуется частота порядка 60,1643 Гц; б) проходя наклонно через атмосферу, звездный свет претерпевает изгиб; это «преломление» зависит от зенитного угла, и, следовательно, видимое движение будет происходить с несколько неравномерной скоростью; в) иногда может возникнуть желание взглянуть на Луну, планеты или кометы, которые движутся с разными скоростями.

Эта задача решается с помощью 5-значного дискретного умножителя частоты, который формирует на выходе импульсы с частотой следования $f_{вх}\,n/10^5$, где n — пятизначное десятичное число, устанавливаемое на передней панели с помощью двоично-десятичных барабанных переключателей. Частота сигнала на выходе умножителя будет лежать где-то в районе 600 кГц, поскольку $f_{вх}$ формируется генератором с кварцевой стабилизацией и равна в точности 1 МГц. На выходе умножителя частота делится на 10^4 с помощью четырех декадных счетчиков, причем последний счетчик выполнен в виде делителя на 5, а после него установлен делитель на 2, служащий для получения симметричных импульсов с частотой 60 Гц. Для стабилизации амплитуды выходной сигнал поступает на ограничитель, выполненный на стабилитроне, а затем с помощью 6-звенного НЧ-фильтра Баттерворта с f_0=90 Гц преобразуется в хороший синусоидальный сигнал. (Можно считать, что фильтр «вычищает» из прямоугольного сигнала высшие гармонические составляющие, или «обертоны»). Затем с помощью усилителя с «перекомпенсацией», рассмотренного в разд. 3.33, вырабатывается переменное напряжение 115 В. Выходной сигнал фильтра на экране осциллографа выглядит идеальным, поскольку 6-звенный фильтр Баттерворта позволяет в данной схеме снизить наибольшую гармонику до 1,5% от значения амплитуды основной частоты, что означает затухание более чем на 35 дБ. Заметим, что данный метод формирования синусоидальных колебаний удобен лишь в том случае, когда частота входного сигнала ограничена узким диапазоном.

Входы управления ±10% позволяют изменять частоту выходного синусоидального сигнала на 10% за счет установки коэффициента деления третьего делителя, равным 9 или 11. Эта ступень представляет собой делитель по модулю n, показанный на рис. 8.70.

8.31. Клавиатура с буферной памятью типа «первым вошел, первым вышел»

Схема, показанная на рис. 8.73, служит для сопряжения буквенно-цифровой клавиатуры с прибором-потребителем данных (например, ЭВМ) и использует для этой цели 64-символьную память типа «первым

[1] 60 Гц — стандартная частота сети в США.— *Прим. перев.*

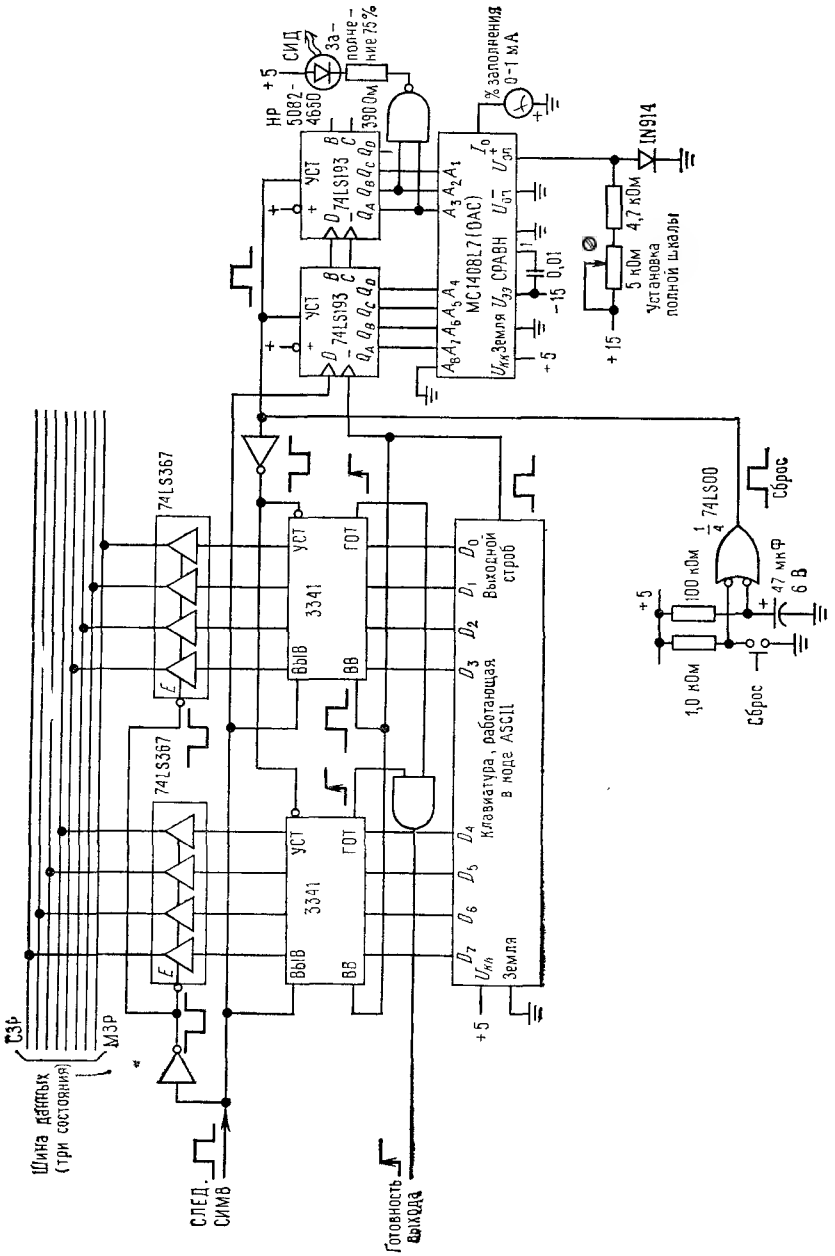


Рис. 8.73. Клавиатура с буферной памятью типа «первым вошел, первым вышел».

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

вошел, первым вышел» (разд. 8.27). Большинство клавиатур кодирует символы в 8-разрядном двоичном коде, известном под названием ASCII (см. гл. 10 и 11), и по готовности каждого символа вырабатывает на выходе стробирующий импульс. Хорошие клавиатуры имеют защиту от дребезга контактов и, как правило, используют «2-клавишное буферирование». Последнее означает, что в случае, когда нажимается вторая клавиша, а первая еще не отпущена, клавиатура вырабатывает два выходных кода в правильной последовательности.

В рассматриваемой схеме символы, сформированные в коде ASCII, последовательно загружаются в устройство 3341 (память «первым вошел, первым вышел» с объемом 64×4, наращиваемая до 64×8) с помощью импульсов ввода (ВВ), вырабатываемых клавиатурой. Если в памяти содержится информация, она вырабатывает на выходе готовности ВЫСОКИЙ уровень, который сообщает внешнему прибору о том, что последний может забрать очередную порцию данных (в гл. 10 будет показано, как такое сообщение передается в ЭВМ и что потом она с ним делает). Внешний прибор забирает символ, вырабатывая импульс «следующий символ» (СЛЕД. СИМВ), который по входу «вывод» (ВЫВ) выгружает очередной символ из памяти и одновременно отпирает шинные формирователи с тремя состояниями типа 74LS367.

Для того чтобы схема могла следить за состоянием буферного накопителя, в ее состав включены реверсивный счетчик и ЦАП (последний подробно будет описан в следующей главе), который вырабатывает сигнал для измерителя «процента заполнения». По каждому сигналу «ввод» (ВВ) счетчик получает положительное приращение, а по каждому сигналу «вывод» (ВЫВ) — отрицательное. Счетчики и память сбрасываются сигналом установки в нуль, который вырабатывается либо при нажатии кнопки сброса, либо при включении питания (после включения схемы на одном из входов И-НЕ с помощью конденсатора 47 мкФ в течение приблизительно 0,15 с поддерживается НИЗКИЙ уровень). В любом устройстве с последовательной логикой при включении питания желательно производить установку схемы, в противном случае в начальный момент вы получите чепуху, так как все триггеры встанут в произвольные состояния. Схема содержит также светодиодный индикатор, который сигнализирует о том, что буфер заполнен на 75%; он начинает светиться, когда число в счетчике достигнет 48.

Синхронизатор для реверсивных счетчиков. Предыдущая схема имеет один маленький недостаток. Несмотря на то что вход и выход памяти типа «первым вошел, первым вышел» полностью асинхронны (т. е. данные вводятся и выводятся в случайные моменты времени, которые могут даже перекрываться, если данные подготовлены к выводу), счетчик 74LS193 не будет правильно работать, если импульсы на входах «+» и «—» будут совпадать в момент тактирования. При длительности стробирующего импульса, равной 1 мкс, это будет происходить не чаще, чем один раз на 100 000 нажатий клавиш. Однако, если вы все же хотите предотвратить такую возможность, то можете

использовать схему синхронизатора, аналогичную показанной на рис. 8.74. Сигналы «ввод» (ВВ) и «вывод» (ВЫВ) могут перекрываться, однако импульсы на входах «+» и «—» будут разделены во времени за счет стробирования тактами противоположной фазы, которые формируются внутренним генератором с частотой 1 МГц. Принцип работы схемы должен быть понятен без пояснений.

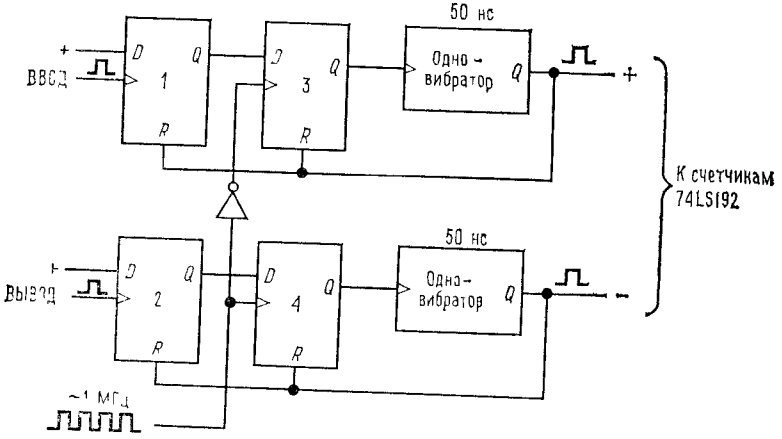
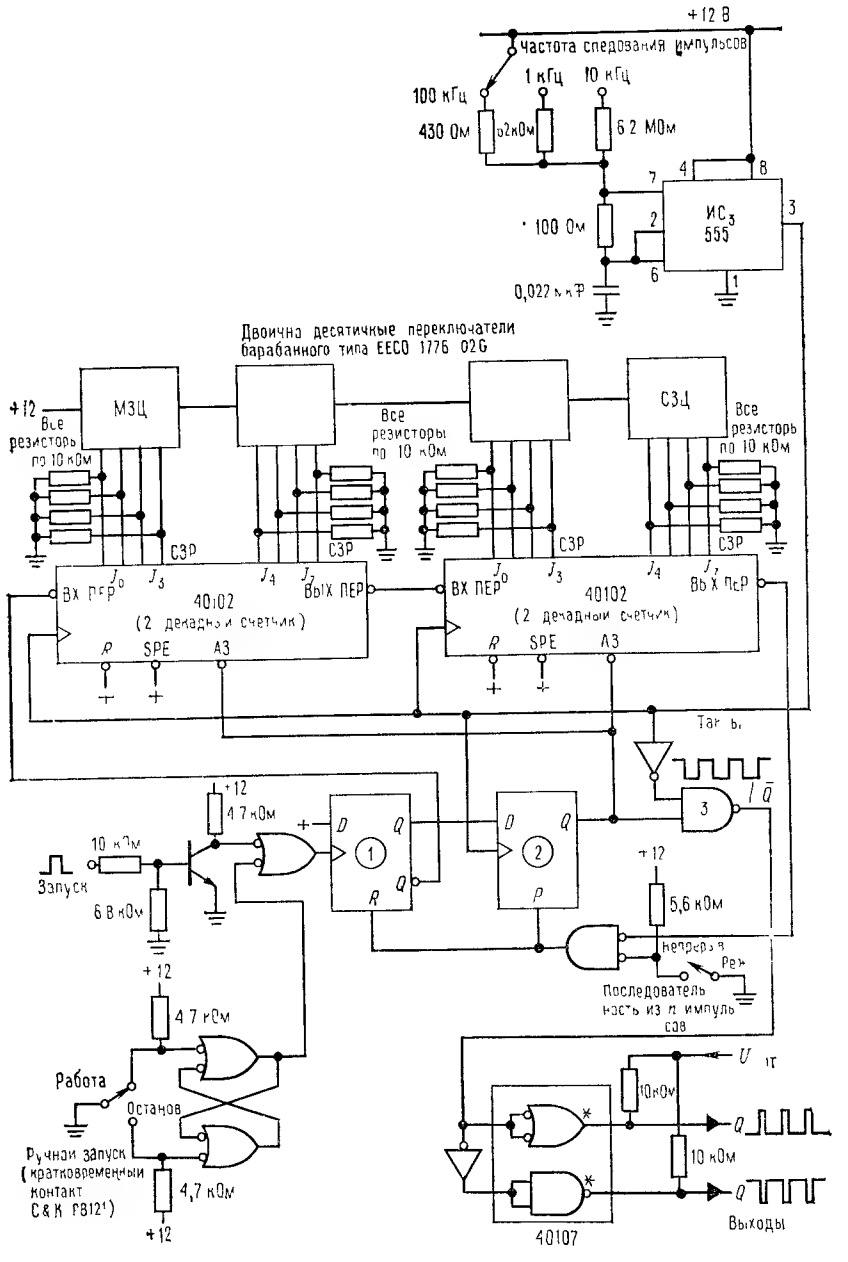


Рис 8.74 Синхронизатор для реверсивных счетчиков.

Промышленностью выпускается ЗУ типа «первым вошел, первым вышел» в виде стандартной БИС 3341, выполненной по МОП-технологии и имеющей входы и выходы, совместимые с уровнями ТТЛ. Это свойство обычно присуще большим интегральным схемам, выполненным на МОП-структурах, поскольку они часто используются совместно со схемами ТТЛ.

8.32. Формирователь последовательности из *n* импульсов

Формирователь последовательности из *n* импульсов представляет собой небольшой контрольный прибор, имеющий весьма широкое применение. По входному сигналу запуска он вырабатывает на выходе пачку из *n* импульсов с заданной частотой следования, которая может иметь ряд дискретных значений. Схема формирователя показана на рис. 8.75. Интегральные схемы 40102 представляют собой 2-декадные вычитающие счетчики семейства КМОП, на которые поступают тактовые импульсы от несинхронизированного генератора типа 555. Счетчики могут блокироваться НИЗКИМ уровнем по входу асинхронной загрузки (АЗ) или ВЫСОКИМ уровнем по входу переноса (ВХ. ПЕР). При поступлении запускающего импульса триггер 1 включает счетчик, а триггер 2 синхронизирует начало счета по спаду тактового импульса. Импульсы будут проходить на выход вентиля И-НЕ 3 до



Рис, 8.75. Лабораторный генератор последовательности из *n* импульсов.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

тех пор, пока счетчик не досчитает до нуля. После этого оба триггера сбрасываются, и в счетчик от двоично-десятичных ключей параллельно вводится число n, счет блокируется, и схема подготавливается к следующему запуску. Заметим, что резисторы в данной схеме подключены не к шине U_+, а к земле, следовательно, применяемые здесь двоично-десятичные ключи должны давать прямой, а не инверсный код. Отметим также, что вход ручного запуска должен иметь схему защиты от дребезга, поскольку он тактирует триггер. Для переключателя режимов, который просто разрешает формирование на выходе непрерывной последовательности импульсов, защита от дребезга не требуется.

Разновидности выходных усилителей — формирователей. Выходной каскад типа 40107 представляет собой КМОП-вентиль И-НЕ с открытым стоком и повышенной нагрузочной способностью, который может управлять элементами ТТЛ или КМОП. Для того чтобы

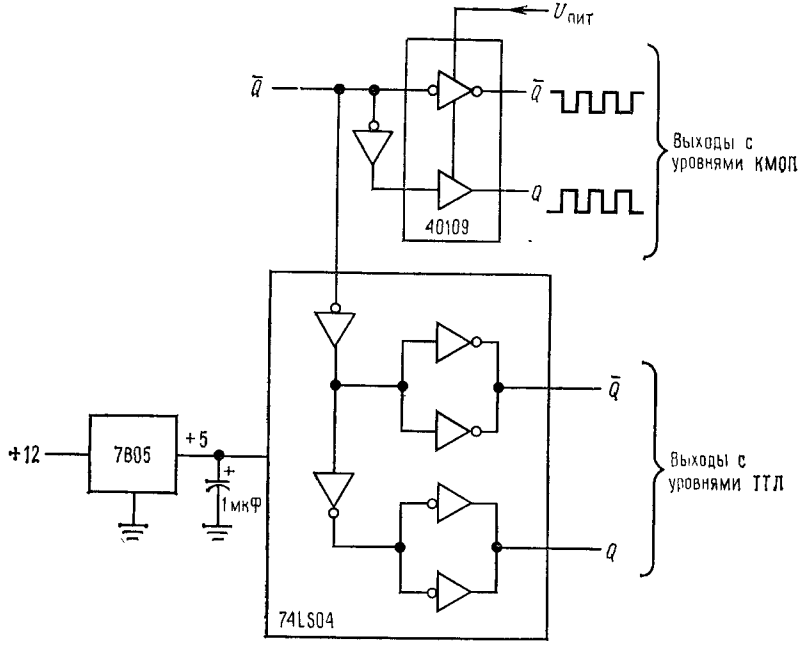


Рис. 8.76.

выходной каскад обеспечивал НИЗКИЙ уровень требуемой величины, работающая от него схема должна иметь на входе нагрузочный резистор, подключенный к шине питания. Если вам нужно иметь «чистые» уровни и ТТЛ и КМОП без подключения дополнительной нагрузки к шине U_+ возбуждаемой схемы, то в этом случае следует применить схему, показанную на рис. 8.76. В ней выходы с уровнями КМОП формируются с помощью «преобразователя уровня» 40109, который представляет собой кристалл КМОП с активными нагрузками, подключенными к дополнительному выводу питания, соединенному (в данной схеме) с шиной U_{CC} возбуждаемой схемы, значение которого может быть выше или ниже, чем U_{CC} у источника входных импульсов. Таким образом, на вход возбуждаемой схемы попадают чистые уровни КМОП при том же напряжении, на котором работает сама эта схема. К сожалению, элемент 40109 не обладает достаточной нагрузочной способностью для работы на входы ТТЛ, поэтому для формирования уровней ТТЛ используется сшестеренный инвертор 74LS04. Это означает, что, если вы не хотите запитывать элементы КМОП от того же напряжения +5 В, вам потребуется еще один источник питания. Что касается схемы ТТЛ, то здесь следует отметить два обстоятельства: а) для повышения нагрузочной способности инверторы можно соединять параллельно, если они расположены в одном кристалле; б) в большинстве маломощных вентилей ТТЛ-Шоттки на входе применяется диодная схема. Это позволяет использовать входные уровни до +15 В и, следовательно, непосредственно подключать их к выходам КМОП, при условии что последние обладают достаточной нагрузочной способностью. Не пытайтесь, однако, сделать это с другими разновидностями схем семейства ТТЛ!

Рассмотренная выходная схема иллюстрирует один из видов компромисса, с которым часто приходится иметь дело разработчикам. Она имеет улучшенные характеристики (активная нагрузка на выходах КМОП и уровни ТТЛ, обеспеченные без подключения к каким-либо внешним источникам), но требует наличия дополнительного источника напряжения, что не позволяет питать ее от одиночной 9-вольтовой батареи. В подобных ситуациях нужно решить, какой из факторов является наиболее важным. В некоторых случаях, правда, можно сразу убить всех зайцев, переходя к более сложной схеме на дискретных компонентах. Бесценную услугу здесь могут оказать хорошие знания схемотехники биполярных и полевых транзисторов. Этот вопрос будет подробно рассмотрен в гл. 9.

ПАТОЛОГИИ В ЛОГИЧЕСКИХ СХЕМАХ

Существуют интересные, а иногда просто забавные ловушки, которые подстерегают ничего не подозревающего разработчика цифровых схем. Некоторые из них, например логические гонки или ситуации «заедания», могут возникать независимо от типа используемых логических схем. Другие, как, например, эффект тиристорного включения в кристаллах КМОП[1], представляют собой «генетические аномалии»

[1] Возникает вследствие наличия в КМОП-кристаллах четырехслойных структур p—n—p—n, образуемых стоками, подложками, диодами защиты и истоками, работающих как «плохие» тиристоры при бросках питания,— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

того или иного семейства. В последующих разделах мы дадим обобщение нашего печального опыта и надеемся, что приведенные анекдоты помогут другим избежать тех же ошибок.

8.33. Проблемы статических режимов

„Заедание". Очень легко попасть в ловушку, построив схему, имеющую «мертвое» состояние. Допустим, имеется какое-то устройство, содержащее ряд триггеров, которые в процессе работы проходят через заданные состояния. Кажется, что схема действует превосходно, но в один прекрасный момент она останавливается намертво. Единственный способ заставить ее опять работать — это выключить питание, а затем снова включить его. Такая ситуация возникла из-за того, что схема имела «мертвое» состояние (запрещенное состояние системы, которого не удалось избежать), в которое она и угодила под воздействием каких-то переходных помех по цепи питания. При разработке цифровых устройств необходимо выявлять подобные состояния и строить логику таким образом, чтобы схема могла восстанавливаться автоматически. Как минимум, должен быть предусмотрен сигнал начальной установки (вырабатываемый от кнопки, при включении питания и т. д.), который возвращал бы систему в нормальное состояние. При наличии такого сигнала никаких других мер может и не потребоваться (см. упражнение 8.23).

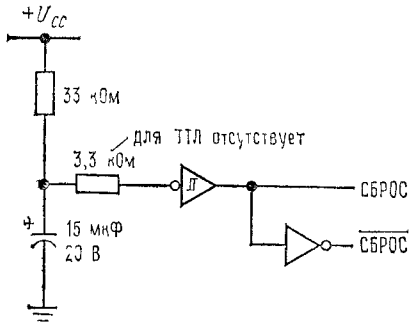


Рис. 8.77. Схема для формирования сигнала сброса при включении питания.

Начальная установка. Тот же вопрос возникает при определении состояния системы в начальный момент. В любом случае полезно иметь какой-либо сигнал, обеспечивающий начальную установку, иначе при включении питания в системе могут происходить непонятные вещи. Неплохая схема начальной установки показана на рис. 8.77. При использовании КМОП необходимо последовательно со входом вентиля включить резистор, который позволяет избежать повреждения схемы при отключении питания, так как в противном случае электролитический конденсатор попытается запитать систему через защитный диод входного вентиля КМОП. Неплохой идеей является применение триггера Шмитта, благодаря которому снятие сигнала СБРОС происходит «чисто». Символ гистерезиса на рисунке означает, что на входе инвертора установлен триггер Шмитта, собранный, например, на ТТЛ 74LS14 (6 инверторов) либо КМОП 4093 (4 И-НЕ на 2 входа), либо 40106 (6 инверторов).

8.34. Проблемы при переключениях

Логические гонки. Здесь скрывается множество коварных ловушек. Классический случай логических гонок был проиллюстрирован в разд. 8.19 на примере синхронизатора импульсов. В любом случае, когда вентили управляются сигналами от триггеров, необходимо убедиться в том, что в схеме не может возникнуть ситуация, когда к моменту тактирования триггера вентиль открывается, а затем по истечении задержки на триггере закрывается. Необходимо также, чтобы сигналы, возникающие на входах триггеров, не оказались задержанными по отношению к тактовым импульсам (еще одно преимущество синхронных систем!). В общем случае задерживайте такты, но не информацию. Проглядеть возможность возникновения логических гонок необычайно легко.

Метастабильные состояния. Как уже отмечалось выше, триггер, а также любое тактируемое устройство может сбиться, если изменение сигналов на информационных входах произойдет менее чем за время $t_{уст}$ до возникновения тактового импульса. В худшем случае выход триггера будет буквально совершать колебания в окрестности логического порога в течение нескольких микросекунд (для сравнения: нормальная величина задержки распространения элементов ТТЛ составляет 20 нс). Разработчики логических схем обычно не принимают это во внимание, однако подобная проблема может возникнуть в быстродействующих системах, когда требуется синхронизировать асинхронные сигналы. Такую ситуацию считают повинной во многих таинственных сбоях ЭВМ, однако мы смотрим на это предположение скептически. В этом случае требуется лишь установить цепочку синхронизаторов или «детектор метастабильных состояний», который будет сбрасывать триггер.

Скос фронтов тактовых импульсов. Скос фронтов тактовых импульсов оказывает большее влияние на схемы КМОП, чем на ТТЛ.

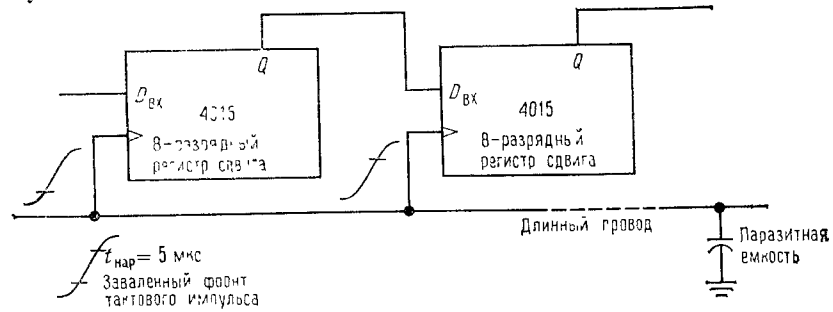


Рис. 8.78. Временные сдвиги из-за завала тактовых импульсов.

Подобная проблема возникает в том случае, когда для тактирования нескольких соединенных между собой устройств используется сигнал с большим временем нарастания (рис. 8.78). В рассматриваемом примере

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

два регистра сдвига тактируются фронтом с большим временем нарастания. Это время обусловлено емкостной нагрузкой выхода КМОП, который имеет относительно высокий импеданс (порядка 500 Ом при работе от источника +5 В). Проблема возникает вследствие того, что порог срабатывания у первого регистра может оказаться ниже, чем у второго, в результате чего его сдвиг произойдет раньше и последний бит первого регистра будет потерян. Дело еще осложняется тем, что значения пороговых напряжений для устройств на КМОП колеблются в очень широком диапазоне (фактически они могут принимать любое значение в пределах от 1/3 U_{CC} до 2/3 U_{CC}). В подобной ситуации самое лучшее — это располагать корпуса микросхем рядом, избегая большой емкостной нагрузки по тактовым входам.

Укороченные импульсы. В разд. 8.28 при рассмотрении счетчика по модулю n мы отметили, что в том случае, когда счетчик должен сбрасываться собственным входным сигналом, необходимо ввести некоторую задержку для того, чтобы предотвратить появление укороченного импульса. То же самое относится и к импульсам записи в счетчики или регистры сдвига. Укороченные импульсы часто доставляют неприятности, приводя схему к работе на границе устойчивости и вызывая периодические сбои. При разработке схемы следует исходить из наихудшего значения для задержки.

8.35. Прирожденные недостатки ТТЛ и КМОП

Этот раздел мы разобьем на две части, в одной из которых рассмотрим проблемы, причиняющие неудобства разработчику, а в другой — по-настоящему ненормальное поведение логических элементов.

Проблемы, причиняющие неудобства. **ТТЛ.** Не следует забывать о том, что при НИЗКОМ уровне входы ТТЛ действуют как источник тока. Это затрудняет применение в качестве элементов задержки RC-цепочек и аналогичных схем, поскольку они в этом случае должны иметь низкое сопротивление. При сопряжении линейных сигналов со входами ТТЛ вам, по-видимому, придется серьезно подумать и выработать какие-то идеи.

Значение порога у элементов ТТЛ близко к уровню земли, вследствие чего все это логическое семейство в известной степени подвержено влиянию помех (более подробно см. гл. 9). Поскольку схемы ТТЛ являются быстродействующими, они воспринимают короткие пички по шине земли. Такие пички часто возникают при быстрой смене состояний на выходах, что еще более усугубляет проблему.

Элементы ТТЛ предъявляют высокие требования к источнику питания: +5 В ±5% при относительно высокой мощности рассеяния. Наличие токовых пичков, которые вырабатываются схемами с активной нагрузкой, как правило, требует обильного шунтирования источника питания, в идеальном случае — один конденсатор на каждый корпус ИМС.

Наконец, «стандартные» входы ТТЛ имеют низкое напряжение пробоя на переходе эмиттер — база, поэтому подключать их к шине +5 В не рекомендуется. (Если в источнике питания выйдет из строя проходной транзистор, напряжение резко подскочит до своего верхнего предела, составляющего обычно 6,5—7 В. Это ниже предельно допустимого напряжения питания ТТЛ, которое равно 7 В, но выше напряжения пробоя для входов.) Поэтому необходимо использовать последовательные резисторы [1] или прибегать к каким-либо другим ухищрениям.

КМОП. Входы элементов КМОП подвержены пробою под воздействием статического электричества. Смертность у КМОП действительно подскакивает в зимнее время! [2] Входы КМОП имеют очень большой разброс по значениям порогового уровня, что в сочетании с высоким выходным импедансом (200—500 Ом) приводит к возникновению проблемы скоса фронтов тактовых импульсов (см. разд. 8.34). При медленно нарастающем сигнале на входе могут возникать двойные переключения на выходах. В устройствах на КМОП все неиспользованные входы, включая входы незадействованных вентилей, обязательно должны быть соединены с шиной ВЫСОКОГО или НИЗКОГО уровня. И наконец, при питании от источника +5 В схемы КМОП оказываются просто на редкость медленными.

Аномальное поведение. **ТТЛ.** С элементами ТТЛ не связано такое большое число таинственных явлений, как с КМОП, однако некоторые одновибраторы ТТЛ срабатывают от «иголок» в цепи питания (или земли) и вообще, как правило, ведут себя в известной степени «нервно». Кроме того, схема, которая прекрасно работает на стандартных ТТЛ, может давать сбои при замене их на LS ТТЛ, так как последние более чувствительны к коротким пичкам по шине земли. В большинстве случаев неправильную работу элементов ТТЛ можно связать с проблемой помех.

КМОП. Элементы КМОП способны кого угодно вывести из состояния равновесия! Например, если входной сигнал возникает сразу же после включения питания, то схема может войти в «режим тиристорного включения», через входные защитные диоды потечет ток 50 мА, корпус начнет нагреваться и, для того чтобы схема снова начала правильно работать, потребуется отключить питание. Если это не сделать в течение нескольких секунд, то придется заменить микросхему.

---

[1] Для задания 1 на незадействованные входы от +5 В. Это надо делать всегда: эмиттерные переходы многоэмиттерных транзисторов плохо выдерживают обратные напряжения. Из рис. 8.17, *а* видно, что в случае «1» на всех входах на базе T_1 напряжение будет около 2 В. При 5 В на одном из входных эмиттерных переходов будет около 3 В обратного напряжения, что вызовет восстанавливаемый пробой типа зенеровского. Но чтобы переход не был поврежден, ток должен быть ограничен на уровне 0,5—1 мА резистором 2—3 кОм.— *Прим. ред.*

[2] Зимой больше статические заряды, так как меньше влажность в помещениях.— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Схема КМОП имеет весьма странные и коварные режимы ложной работы. Один из выходных полевых транзисторов может открыться, приводя к кодозависимым ложным срабатываниям, которые очень трудно обнаружить. Вход может начать работать как источник тока или как токовая нагрузка. Весь корпус ИМС вдруг может начать потреблять от источника питания весьма значительный ток. Для того чтобы легче было обнаружить неисправную микросхему, потребляющую большой ток в статическом режиме, рекомендуется последовательно с контактом U_{CC} каждой ИМС включить резистор 10 Ом.

Кроме того, кристаллы КМОП имеют большой разброс по входному порогу, а один и тот же кристалл может иметь неодинаковые значения порогового уровня для различных функций, выполняемых по одному и тому же входу. Так, например, в устройстве 4013 выход Q при управлении по R-входу переходит в состояние ВЫСОКОГО уровня раньше,

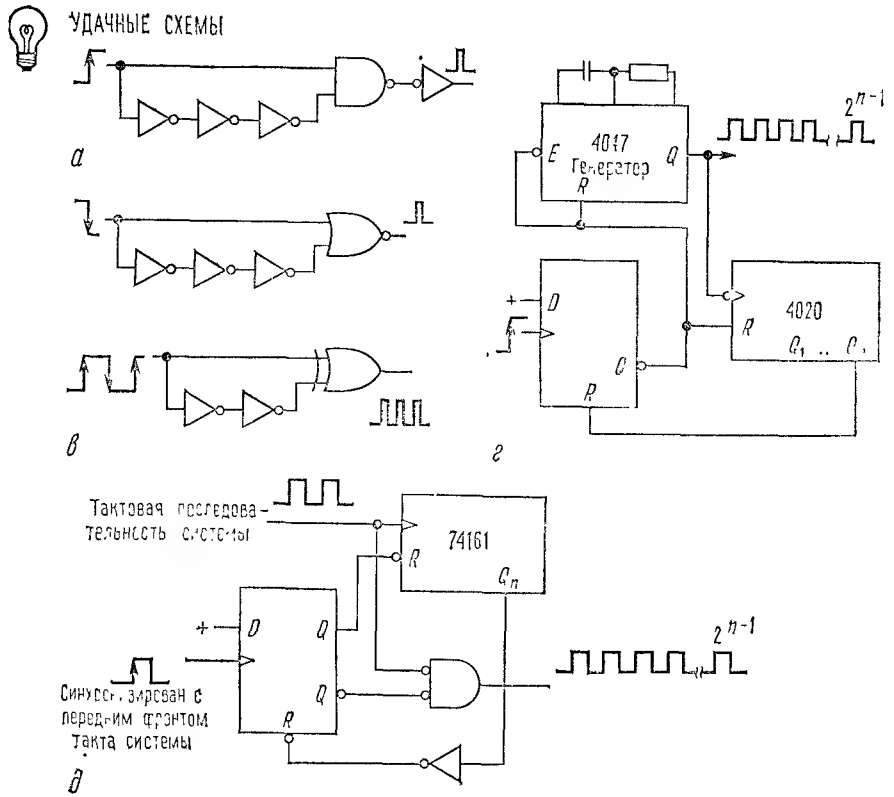


Рис. 8.79.

а — формирователь импульса по переднему фронту сигнала; *б* — формирователь импульса по спаду сигнала; *в* — формирователь импульсов по обоим фронтам; *г* — асинхронный формирователь последовательности из 2^n импульсов; *д* — синхронный формирователь на 2^n импульсов.

чем выход $\bar{Q}$ установится в состояние НИЗКОГО уровня. Это означает, что сигнал установки нельзя обрывать по изменению выхода Q, поскольку возникающий в этом случае укороченный импульс может не сбросить триггер. Например, схема цифровой задержки, показанная на рис. 8.61, работать не будет, если вы попытаетесь исключить инвертор и сбрасывать счетчик непосредственно от выхода Q.

Нельзя оставлять входы корпуса КМОП неподключенными. В этом случае схема может время от времени вести себя неправильно. Для того чтобы выявить неисправность, вы поставили щуп осциллографа в какую-то точку схемы и обнаружили там уровень 0 В, как и должно было быть. После этого в течение нескольких минут схема работает прекрасно, а потом снова сбивается! А произошло вот что: осциллограф разрядил неподключенный вход и потребовалось достаточно большое время, чтобы он снова мог зарядиться до порогового уровня.

Дальше идет уже чистая фантастика: вы забыли подключить контактный вывод U_{CC} корпуса КМОП, но тем не менее схема работает просто идеально! А дело все в том, что она получает питание по одному из своих логических входов (от входа через защитный диод к цепи U_{CC} корпуса). Вы можете не замечать этого в течение длительного времени, пока не возникнет ситуация, когда одновременно на всех входах корпуса будет действовать НИЗКИЙ уровень: кристалл потеряет питание и «забудет» свое состояние. В любом случае такой режим не может считаться нормальным, поскольку выходной каскад не запитан надлежащим образом и не в состоянии обеспечить номинального тока. Сложность состоит в том, что подобная ситуация может давать о себе знать лишь эпизодически и вам придется пробежать не один круг, пока вы наконец додумаетесь, что же в действительности происходит.

СХЕМЫ, НЕ ТРЕБУЮЩИЕ ПОЯСНЕНИЙ

8.36. Удачные схемы

На рис. 8.79 показано несколько полезных применений цифровых схем.

8.37. Негодные схемы

На рис. 8.80 показан ряд классических ошибок, совершаемых разработчиками при построении цифровых схем.

ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ УПРАЖНЕНИЯ

(1) Покажите, как построить JK-триггер с помощью D-триггера и коммутатора-мультиплексора на 4 входа. Подсказка: в качестве J и K используйте адресные входы коммутатора.

(2) Разработайте схему, которая на 7-сегментном индикаторе будет показывать время (в миллисекундах), в течение которого была нажата кнопка. После каждого измерения

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

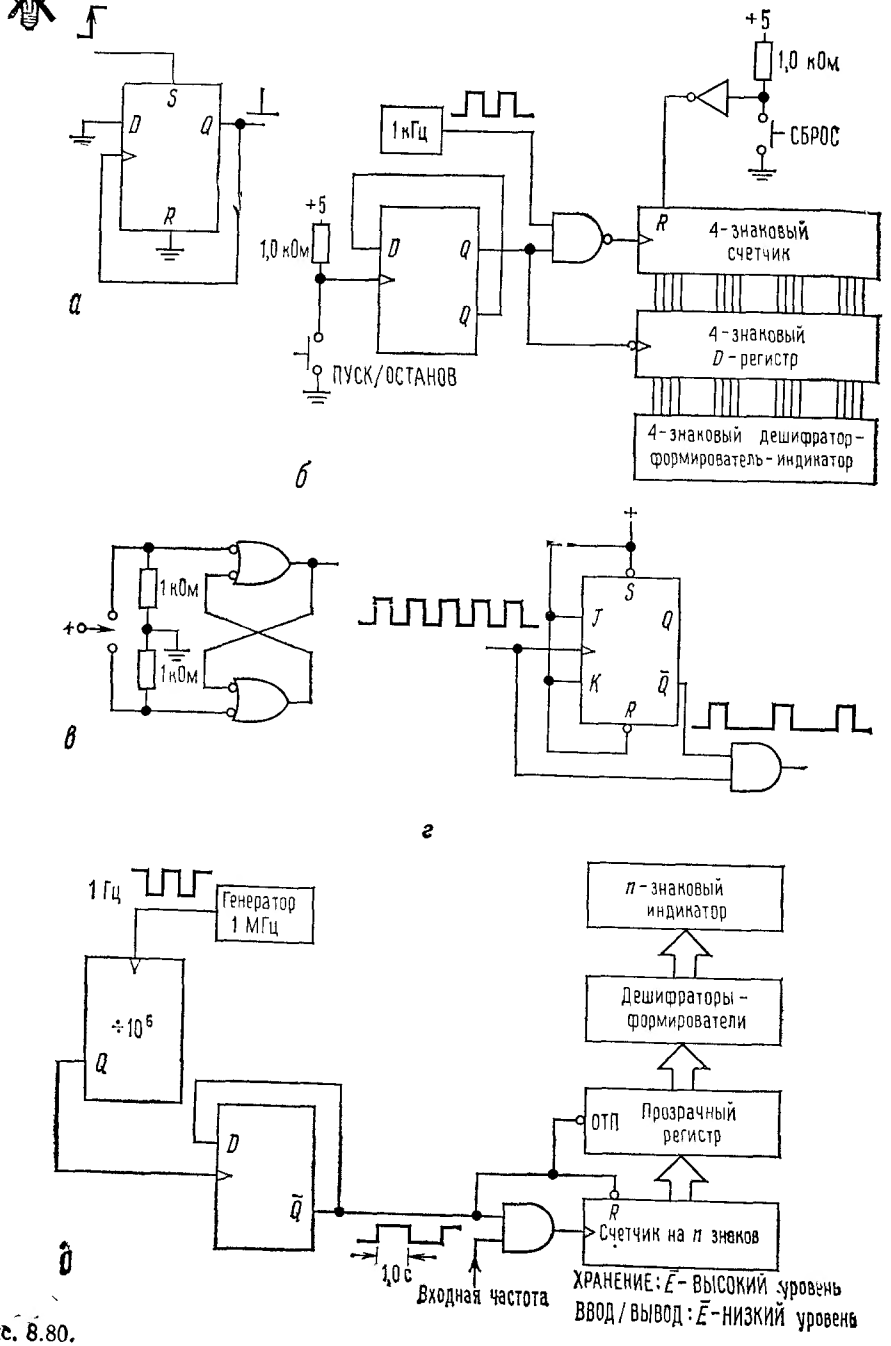


Рис. 8.80.

а — формирователь короткого импульса; *б* — хронометр (с одиночной кнопкой ПУСК/ОСТАНОВ); *в* — ключ с подавителем дребезга; *г* — схема для исключения каждого второго импульса из входной последовательности импульсов с длительностью 1 мкс (тонкий случай), *д* — счетный частотомер с буферным регистром.

устройство должно автоматически возвращаться в исходное состояние. Используйте генератор 1,0 МГц.

(3) Постройте измеритель реакции. После того как «А» нажимает кнопку, загорается светодиод и счетчик начинает отсчет. Когда свою кнопку нажимает «В», светодиод гаснет, а на цифровом индикаторе воспроизводится время в миллисекундах. Позаботьтесь о том, чтобы схема работала нормально даже в случае, когда «А» успевает отпустить свою кнопку до того, как «В» нажмет свою.

(4) Постройте измеритель периода — устройство, измеряющее число микросекунд в одном периоде гармонического входного сигнала. Для формирования уровней ТТЛ установите на входе компаратор на триггере Шмитта; используйте тактовую частоту 1МГц. Сделайте так, чтобы каждое очередное измерение начиналось после нажатия кнопки.

(5) Добавьте к счетчику периода буферный регистр, если вы еще не успели его поставить.

(6) Теперь сделайте так, чтобы схема измеряла время десяти периодов. Кроме того, пусть во время счета загорается светодиод.

(7) Сконструируйте настоящий электронный секундомер. Кнопка «А» начинает и останавливает счет, кнопка «В» производит сброс. Выход должен иметь вид xx·x (секунды и десятые доли). Считайте, что в схеме имеются прямоугольные импульсы, следующие с частотой 1 МГц.

(8) В некоторых секундомерах используется только одна кнопка (при каждом нажатии выполняется одна из операций цикла: пуск, останов, сброс, затем снова пуск и т. д.). Постройте электронный эквивалент такого секундомера.

(9) Сконструируйте высокочувствительный цифровой частотомер, который будет измерять число периодов входного сигнала в 1 с. Число значащих цифр должно быть достаточно большим. Во время каждого цикла счета число, отсчитанное на предыдущем интервале, запоминайте в буферном регистре. Интервалы счета возьмите равными 1, 0,1 и 0,01 с. Полезно добавить в устройство хорошую входную схему, которая позволит работать при различных значениях чувствительности. Эта схема представляет собой триггер Шмитта с регулируемыми гистерезисом и точкой запуска (используйте быстродействующий компаратор). Можно также добавить сигнальный вход для уровней ТТЛ.

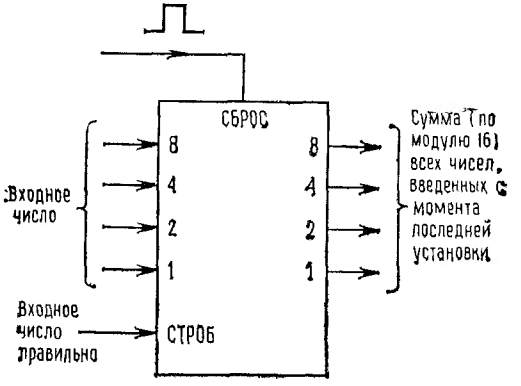


Рис. 8.81.

Подумайте, как организовать двоично-десятичный выход: с помощью коммутации или путем параллельного вывода каждой цифры? Потратьте некоторое время на раздумье.

(10) Сконструируйте схему для регистрации пролета снаряда или пули, используя логические элементы ТТЛ. Летящий снаряд разрывает тонкий провод, пересекающий путь его полета, затем, преодолев по ходу своего полета некоторое расстояние, разрывает второй провод. Не забывайте о проблеме дребезга контактов. Считайте, что в вашем распоряжении есть последовательность прямоугольных импульсов частотой 10 МГц с

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

уровнями ТТЛ, и постройте схему, воспроизводящую на индикаторе интервал времени между моментами разрыва двух проводов в микросекундах (4 цифры). Схема должна готовиться к очередному выстрелу путем нажатия кнопки.

(11) С помощью двух схем 74LS42 («1 из 10») постройте дешифратор «1 из 16». Входной сигнал представляет собой 4-разрядное двоичное число. На выходе должны действовать уровни отрицательной логики (как это имеет место для 74LS42). Подсказка: в качестве входа старшего разряда используйте цепь разрешения.

(12) Представьте себе, что у вас есть четыре ПЗУ на 256 бит семейства ТТЛ, каждое из которых имеет 8-разрядный параллельный адресный вход, выходные схемы с тремя состояниями (в положительной логике) и вход для их отпирания, использующий отрицательную логику (т. е ПЗУ подает на выход выбранный информационный бит, когда отпирающий сигнал имеет НИЗКИЙ уровень). Покажите, как с помощью этих устройств, используя любые необходимые средства, построить ПЗУ на 1024 бита. (Возможно, окажется удобным применить 74LS42, а может быть, это проще будет сделать с помощью вентилей. Попробуйте оба способа.)

(13) Попытайтесь сделать схему, которая хранила бы текущую сумму последовательно вводимых в нее 4-разрядных двоичных чисел. Сохраняйте только 4 разряда результата (т. е. производите суммирование по модулю 16). Подобные схемы используются для получения «контрольных сумм», которые записываются на носитель информации, чтобы выявлять ошибки, например, при записи на перфоленту. Считайте, что каждое новое число, поступающее на вход схемы, сопровождается положительным импульсом готовности, который имеет длительность 1 мкс и уровень ТТЛ. Предусмотрите установочный вход. Таким образом, общий вид вашей схемы будет соответствовать рис. 8.81.

К этой схеме добавьте еще одну деталь, а именно выходной бит, который будет равен 1, если общее число «единиц» всех чисел, поступивших на вход с момента последней установки, нечетно, и 0, если оно четно. Подсказка: с помощью «паритетного дерева» «Исключающее ИЛИ» можно определить, когда сумма «единиц» в каждом числе будет нечетной; на основе этого постройте схему.

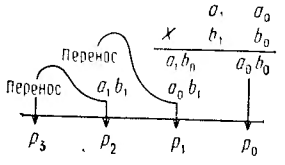


Рис 8.82.

(14) В упражнении 8.14 сделали схему умножения 2×2, используя карты Карно для каждого выходного бита. Теперь решите ту же задачу, используя операции сдвига и сложения. Для начала запишите произведение тем самым способом, который вам известен из начальной школы Этот процесс имеет простую повторяющуюся схему (рис. 8.82) и требует для своей реализации несколько 2-входовых вентилей (какого типа?), которые будут вырабатывать промежуточные члены (a_0b_0 и т. п.), и 1-разрядных «полусумматоров» (сумматоры, которые имеют выход переноса, но не имеют входа переноса) для сложения промежуточных членов.

(15) Теперь по тому же принципу постройте умножитель 4×4, используя 4-разрядные полные сумматоры (74LS83) и шестнадцать 2-входовых вентилей.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие редактора перевода 5
Предисловие 7

Глава 1. Основы электроники 11

Введение 11
Напряжение, ток и сопротивление 12
Сигналы 29
Конденсаторы и цепи переменного тока 37
Индуктивности и трансформаторы 47
Полное и реактивное сопротивление 49
Диоды и диодные схемы 65
Другие пассивные компоненты 78
Дополнительные упражнения 86

Глава 2. Транзисторы 88

Введение 88
Некоторые основные транзисторные схемы 90
Модель Эберса — Молла для основных транзисторных схем 113
Некоторые типы усилительных каскадов 127
Некоторые типичные транзисторные схемы 146
Схемы, не требующие пояснений 150
Дополнительные упражнения 150

Глава 3. Обратная связь и операционные усилители 154

Предварительные сведения об обратной связи и операционных усилителях 154
Основные схемы включения операционных усилителей 157
Калейдоскоп схем на операционных усилителях 164
Подробный анализ работы операционных усилителей 172
Подробный анализ работы некоторых схем на ОУ 200
Компараторы и триггер Шмитта 212
Обратная связь и усилители с конечным усилением 216
Некоторые типичные схемы с операционными усилителями 226
Частотная коррекция усилителей с обратной связью 230
Схемы, не требующие пояснений 242
Дополнительные упражнения 246

Глава 4. Активные фильтры и генераторы 248

Активные фильтры 248
Схемы активных фильтров 262
Генераторы 270
Схемы, понятные без пояснений 281
Дополнительные упражнения 283

Глава 5. Стабилизаторы напряжения и источники питания 284

Базовые схемы стабилизаторов на основе классической ИМС 723 . . . 285
Проектирование теплоотвода мощных схем 291

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Нестабилизированные источники питания 305
Источники опорного напряжения 314
Трехвыводные и четырехвыводные стабилизаторы 325
Источники питания специального назначения 335
Схемы, не требующие пояснений 356
Дополнительные упражнения 360

Глава 6. Полевые транзисторы 361

Характеристики полевых транзисторов 361
Основные схемы на ПТ 374
Ключи на ПТ 390
Примеры схем на ПТ 402
Схемы, понятные без пояснений 418

Глава 7. Прецизионные схемы и малошумящая аппаратура 419

Разработка прецизионной аппаратуры на операционных усилителях 419
Дифференциальные и приборные усилители 446
Шумы усилителей 458
Измерение шума и источники шума 480
Помехи: экранирование и заземление 486
Схемы, не требующие пояснений 496
Дополнительные упражнения 496

Глава 8. Цифровые схемы 499

Основные логические понятия 499
ТТЛ и КМОП 516
Комбинационная логика 524
Последовательная логика 540
Диаграмма состояний как инструмент проектирования 552
Стандартные ИМС для выполнения последовательных фуикций . . . 563
Некоторые типовые схемы цифровой техники 576
Патологии в логических схемах 587
Схемы, не требующие пояснений 593
Дополнительные упражнения 593

УВАЖАЕМЫЙ ЧИТАТЕЛЬ!

Ваши замечания о содержании книги, ее оформлении, качестве перевода и другие просим присылать по адресу: 129820, Москва, И-110, ГСП, 1-й Рижский пер., д. 2, изд-во «Мир».

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

МОНОГРАФИЯ

Пауль Хоровиц, Уинфилд Хилл

ИСКУССТВО СХЕМОТЕХНИКИ

В 2-х томах

Том 1

Издание 3-е, стереотипное

Старший научный редактор Н. В. Серегина
Младший научный редактор Ю. Л. Евдокимова
Художник Л. А. Кулагин
Художественный редактор Л. Е. Безрученков
Технический редактор Н. Д. Толстякова
Корректор В. И. Постнова

ИБ № 6079

Подписано к печати 04.11.85. Формат 60×90¹/₁₆. Бумага кн.-журн. имп. Гариитура литературиая. Печать высокая. Объем 18,75 бум. л. Усл. печ. л. 37,50. Усл. кр.-отт. 37,50. Уч.-изд. л. 40,27. Изд. № 6/4875. Тираж 50 000 экз. Заказ № 804. Цена 3 р. 20 к.

ИЗДАТЕЛЬСТВО «Мир»
129820, Москва, И-110, ГСП, 1-й Рижский пер., 2

Отпечатано в Ленинградской типографии № 2 головном предприятии ордена Трудового Красного Знамени Ленинградского объединения «Техническая книга» им. Евгении Соколовой Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. 198052, г. Ленинград, Л-52, Измайловский проспект, 29 с матриц ордена Октябрьской Революции и ордена Трудового Красного Знамени Первой Образцовой типографии имени А. А. Жданова Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. Москва, М-54, Валовая, 28.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman